

①⑨ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Off enlegungsschrift  
⑪ DE 3903944 A1

⑤① Int. Cl. 5:  
H04L 27/00  
H 04 L 27/22

②① Aktenzeichen: P 39 03 944.7  
②② Anmeldetag: 10. 2. 89  
④③ Offenlegungstag: 11. 10. 90

DE 3903944 A1

⑦① Anmelder:  
Huber, Johannes, Dr.-Ing., 8160 Miesbach, DE

⑦② Erfinder:  
Weiling, Liu, Dipl.-Ing., 8000 München, DE; Huber,  
Johannes, Dr.-Ing., 8160 Miesbach, DE

⑤④ Symboltakt- und Trägerphasensynchronisationsverfahren für kohärente Digitalsignalempfänger mit mehrdimensionaler Signalrepräsentation

Für trägermodulierte Digitalsignalübertragungsverfahren wird eine neue Methode zur gemeinsamen Schätzung von Träger- und Symboltakt bei solchen Empfängern vorgeschlagen, bei denen das Empfangssignal sowie alle möglichen Empfangsnutzsignale als Linearkombinationen mehrerer Paare von zeitbegrenzten Sinus- und Cosinusfunktionen mit unterschiedlichen Abweichungen von der Trägerfrequenz repräsentiert werden. Dazu werden für die einzelnen Basisfunktionspaare Winkeldifferenzen zwischen dem Empfangssignal und dem im Detektor des Empfängers geschätzten Nutzsignal bestimmt. Deren Mittelwert stellt eine optimale Schätzung der Trägerphasenwinkeldifferenz dar, während zur Schätzung einer Symboltaktverschiebung nur die diese einzelnen Phasenwinkeldifferenzen mit den Kehrwerten der Abstände der zugehörigen Basisfunktionspaare bei der Mittelwertbildung zu gewichten sind. Anstelle der Winkeldifferenzen können auch komplexe Größen verwendet werden, deren Winkel diese Phasendifferenzen repräsentieren. Zur Bestimmung der Symboltaktverschiebung sind dann diese Größen für eine Richtung der Abweichung der Frequenz der Basisfunktionspaare von der Trägerfrequenz konjugiert komplex in die Mittelwertbildung einzubringen.

DE 3903944 A1

## 1. Empfängerstruktur

In [1, 2] wird ein allgemeiner kohärenter Digitalsignalempfänger für modulierte Digitalsignale vorgeschlagen, bei dem Segmente des Empfangssignals  $r_B(t)$  der Dauer  $T$  eines Symbols im Digitalsignal durch einen Vektor  $\vec{r}$  mit  $2D$ -Dimensionen repräsentiert werden. Die nachfolgende Signalverarbeitung (Detektion, Decodierung, Synchronisation usw.) wird ausschließlich anhand der Sequenz dieser  $2D$ -dimensionalen Vektoren vorgenommen. Das Bild 1 zeigt ein Blockschaltbild des betrachteten allgemeinen kohärenten Digitalsignalempfängers für einen 4- bzw. 6-dimensionalen Signalraum ( $D = 2$  bzw. 3).

Als Basissignale des Signalraums, in dem die Segmente des Empfangssignals durch Vektoren dargestellt werden, können (neben anderen) einfache, auf die Symboldauer  $T$  zeitbegrenzte, Sinus- und Cosinusfunktionen verwendet werden, deren Frequenzen symmetrisch zur Trägerfrequenz  $f_0$  des Digitalsignals in gleichen Frequenzabständen  $\Delta f$  zueinander gewählt werden. Für die  $2D$ -Basissignale  $e_{Id}(t)$  und  $e_{Qd}(t)$  gilt somit:

$$\begin{aligned} e_{Id}(t) &= \cos(2\pi f_0 t + q_d(t)) \\ e_{Qd}(t) &= -\sin(2\pi f_0 t + q_d(t)) \end{aligned} \quad (1a)$$

für  $t \in (0, T)$  mit  
 $q_d(t) = 2\pi f_d t$ ,

wobei die Frequenzen  $f_d$  der Basissignale gewählt werden zu:

$$f_d = \frac{\Delta f}{2} (2d - 1 - D) \quad d \in \{1, 2, \dots, D\} \quad (1b)$$

Die Menge  $\{e_{Id}(t), e_{Qd}(t)\}$  dieser Basissignale spannt im allgemeinen einen schiefwinkligen Signalraum auf, da die Funktionen im allgemeinen nicht orthogonal zueinander sind (außer für  $\Delta f = 1/T$ ). Eine Komponente  $r$  des Vektors  $\vec{r}$  wird durch Korrelation des Empfangssignals mit einer Basisfunktion  $e(t)$  gebildet:

$$r = \int_0^T r_B(t) e(t) dt \quad (2)$$

Der  $2D$ -dimensionale Vektor setzt sich damit aus den Komponenten

$$\vec{r} = ((r_{I1}, r_{Q1}), (r_{I2}, r_{Q2}), \dots, (r_{ID}, r_{QD})) \quad (3)$$

zusammen.

Für ein spezielles Modulationsverfahren ist der Frequenzabstand  $\Delta f$  der Basissignale für einen minimalen Verlust an Unterscheidbarkeit zwischen verschiedenen Nachrichten, also minimalen Störabstandsverlust zu optimieren (Maximierung der minimalen Euklidischen Distanz im Signalraum, vgl. [3]).

Wird die übliche Quadraturdemodulatorstruktur (vgl. [3]) mit einer Darstellung des hochfrequenten Empfangssignals  $r_B(t)$  durch eine Inphase-Komponente  $r_I(t)$  und eine Quadraturkomponente  $r_Q(t)$  verwendet mit

$$r_B(t) = r_I(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - r_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (4)$$

so ergibt sich für die Korrelation gemäß (2)

$$r_{Id} = \frac{1}{2} \int_0^T r_I(t) \cos(q_d(t)) dt + \frac{1}{2} \int_0^T r_Q(t) \sin(q_d(t)) dt + X \quad (5)$$

$$r_{Qd} = -\frac{1}{2} \int_0^T r_I(t) \sin(q_d(t)) dt + \frac{1}{2} \int_0^T r_Q(t) \cos(q_d(t)) dt + X \quad (6)$$

wobei  $X$  Terme bei der doppelten Trägerfrequenz bezeichnet, die für eine im Vergleich zur Symbolrate  $1/T$  hohen Trägerfrequenz  $f_0 \gg 1/T$  vernachlässigbar sind. Das Summationsnetzwerk im Bild 1 repräsentiert die Gl. (5) und (6).

Mit Hilfe einer Koordinatentransformation durch eine Matrix  $A(\Delta\phi)$  kann eine Korrektur eines Phasenwinkelfehlers  $\Delta\phi$  des lokalen Oszillators (LO) zur Quadraturdemodulation (vgl. Bild 1) vorgenommen werden. Wird

in der Synchronisationseinrichtung der Phasenwinkelfehler zu  $\Delta \hat{\phi}$  geschätzt, so gilt für die Korrektur:

$$A(\Delta \hat{\phi}) = \begin{bmatrix} \cos \Delta \hat{\phi} & \sin \Delta \hat{\phi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \Delta \hat{\phi} & \cos \Delta \hat{\phi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta \hat{\phi} & \sin \Delta \hat{\phi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \Delta \hat{\phi} & \cos \Delta \hat{\phi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos \Delta \hat{\phi} & \sin \Delta \hat{\phi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin \Delta \hat{\phi} & \cos \Delta \hat{\phi} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Bei einer Regelung des lokalen Oszillators durch die Synchronisationseinrichtung kann diese Koordinatentransformation entfallen.

In einer nachfolgenden Koordinatentransformation durch eine Matrix  $B$  kann eine Darstellung der Signalsegmente erzeugt werden, die den Entscheidungsprozeß vereinfacht. Zum Beispiel können rechtwinklige Koordinaten erzeugt werden, um so die Bestimmung der Euklidischen Distanz zwischen dem empfangenen Signalsegment der Dauer  $T$  und einem als gesendet vermuteten Signalelement zu erleichtern. Insbesondere eignet sich dieser Empfänger für Signale mit digitaler Frequenzmodulation, kontinuierlichem Phasenanschluß und weichen Übergängen der Momentanfrequenz (continuous-phase-modulation CPM [1, 2, 4]). Diese Signale enthalten auf natürliche Weise eine Trelliscodierung. Deshalb bildet eine rekursive Maximum-Likelihood-Sequenzschätzung, wie z. B. der Viterbi-Algorithmus eine optimale Decodierung. Dabei wird das Signal als gesendet geschätzt, für das die Differenz zum Empfangssignal die geringste Energie aufweist bzw. im Signalraum die geringste Euklidische Distanz besitzt. Der allgemeine Digitalsignalempfänger ist jedoch auch für andere Modulationsverfahren wie PSK und QAM mit geglätteten Impulsen oder gemischter Phasen- und Frequenzmodulation einsetzbar. Bei uncodierten Übertragungsverfahren, also bei einer von Symbol zu Symbol unabhängigen Detektion, dient die Transformation in der Matrix  $B$  dazu, eine Schwellenwertdetektion innerhalb einer oder zwei Koordinaten zu ermöglichen.

## 2. Beschreibung der Empfängerstruktur durch äquivalente komplexe Basisbandsignale

Ist die Trägerfrequenz  $f_0$  hoch gegenüber der Symbolrate  $1/T$ , so stellen alle Signale Bandpaßsignale dar, die üblicherweise durch ihre äquivalenten komplexen Basisbandsignale bezüglich einer Referenzfrequenz (meist der Trägerfrequenz  $f_0$ ) beschrieben werden.

Ein Bandpaßsignal

$$\begin{aligned} x_B(t) &= a(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \\ &= a(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_0 t) - a(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (8)$$

wird ersetzt durch das komplexe Signal  $x(t)$  mit

$$x(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \text{ wobei}$$

$$x_I(t) = a(t) \cos(\varphi(t)) \text{ und } x_Q(t) = a(t) \sin(\varphi(t)) \quad (9)$$

die Inphase- und Quadraturkomponenten des Bandpaßsignals darstellen. Das komplexe Basisbandsignal  $x(t)$  wird durch

$$x_B(t) = \operatorname{Re}[x(t) e^{j2\pi f_0 t}] \quad (10)$$

in das ursprüngliche Bandpaß-Signal zurücktransformiert.

Werden Paare  $(r_{Id}, r_{Qd})$  des Vektors  $\vec{r}$  am Ausgang der Korrelatoren und des Summationsnetzwerkes zu komplexen Variablen zusammengefaßt

$$r_d = r_{Id} + jr_{Qd} \quad (11)$$

so wird ein Segment des Empfangssignals  $r_B(t)$  beschrieben durch den  $D$ -dimensionalen komplexen Vektor  $\vec{r}$ . Dessen Komponenten  $r_D$  können anhand einer Korrelation des äquivalenten Basisbandempfangssignals  $r(t)$  (vgl. (4))

$$r(t) = r_I(t) + jr_Q(t) \quad (12)$$

mit  $D$ -komplexen Basisfunktionen  $e_d(t)$ , definiert durch

$$e_d(t) = e^{jq_d(t)} \quad (13)$$

gebildet werden, wobei  $q_d(t)$  in (1) gegeben ist:

$$r_d = \frac{1}{2} \int_0^T r(t) e^{j\hat{\phi}(t)} dt = \frac{1}{2} \int_0^T r(t) e^{-j q_d(t)} dt \quad (14)$$

Die Korrektur eines Phasenwinkelfehlers  $\Delta\phi$  erfolgt durch

$$x_d = r_d e^{j\Delta\hat{\phi}} = r_{Id} \cos \Delta\hat{\phi} - r_{Qd} \sin \Delta\hat{\phi} + j(r_{Qd} \cos \Delta\hat{\phi} + r_{Id} \sin \Delta\hat{\phi}), \quad (15)$$

wobei  $\Delta\hat{\phi}$  den Schätzwert des Phasenwinkelfehlers bezeichnet. Ein Vergleich mit der Transformationsmatrix (7) zeigt die Übereinstimmung:

$$(x_{Id}, x_{Qd}) = (r_{Id} \cos \Delta\hat{\phi} - r_{Qd} \sin \Delta\hat{\phi}, r_{Id} \sin \Delta\hat{\phi} + r_{Qd} \cos \Delta\hat{\phi}) \quad (16)$$

Damit ergibt sich das folgende Ersatzschaltbild 2 für die Empfängerstruktur gemäß Bild 1 für komplexe Basisbandsignale. Im Empfänger werden Segmente des Empfangssignals  $r_B(t)$  der Dauer  $T$  bzw. die Vektoren  $\vec{r}$  mit möglichen Nutzsignalen  $\rho_B(t)$  verglichen.

Ein vermutetes Nutzsignalsegment wird durch einen Vektor  $\vec{\rho}$  beschrieben. Dabei gilt für das Signal  $\rho_B(t)$

$$\rho_B(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{d=1}^D (\rho_{Idk} e_{Id}(t-kT) + \rho_{Qdk} e_{Qd}(t-kT)) \quad (17)$$

Dessen komplexes äquivalentes Basisbandsignal  $\rho(t)$  wird zu

$$\rho(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{d=1}^D \rho_{dk} \cdot e^{j q_d(t-kT)} \quad \text{mit } \rho_{dk} = \rho_{Idk} + j \rho_{Qdk} \quad (18)$$

definiert, da dessen Rücktransformierte

$$\rho_B(t) = \text{Re}[\rho(t) \cdot e^{j 2\pi f_0 t}] \quad (19)$$

genau (17) entspricht.

### 3. Maximum-Likelihood-Schätzung für Takt- und Trägerphase

Für die folgenden Berechnungen wird vorausgesetzt, daß sich das Empfangssignal  $r(t)$  zusammensetzt aus

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_{\beta(k)}(t-kT) + n(t) \quad (20)$$

wobei  $s_{\beta(k)}(t-kT)$  das im Symbolintervall  $[kT, (k+1)T)$  vom Sender abgegebene Signalsegment darstellt, das ein Element der Signalmenge  $\{s_i(t)\}$  des Modulationsverfahrens ist. Die Störung  $n(t)$  wird im folgenden als Weißes Gauß'sches Rauschen mit der einseitigen Rauschleistungsdichte  $N_0$  vorausgesetzt.

Im Empfänger ist primär die gesendete Symbolfolge zu schätzen, was gleichbedeutend ist mit einer Schätzung  $\langle \hat{\beta}(k) \rangle$  der Folge der tatsächlich gesendeten Signalelemente  $\langle \beta(k) \rangle$ . Bei einem kohärenten Empfänger wird dazu eine exakte Kenntnis der Phasenlage der Trägerschwingung im Empfangssignal sowie der Phasenlage des Symboltaktes benötigt. Dies ist gleichbedeutend mit einer Kenntnis der Trägerphasenwinkelabweichung  $\Delta\phi$  zur Schwingung, die im empfangsseitigen Trägergenerator erzeugt wird, und der Zeitverschiebung  $\Delta T$  gegenüber dem empfangsseitigen Symboltakt.

Bei Störung durch Weißes Rauschen ist für dasjenige Nutzsignal  $\rho(\beta(k), t - \Delta T, \Delta\phi)$  zu entscheiden, für das die Energie des Differenzsignals zum Empfangssignal  $r(t)$  minimal ist [4]. Deshalb wurde in [5, 6] eine gemeinsame Schätzung von Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$ , sowie Takt- und Trägerphasenabweichungen  $\Delta T$  und  $\Delta\phi$  vorgeschlagen, indem die Differenzenergie  $\Delta E$

$$\Delta E = \int_{-\infty}^{+\infty} |r(t) - \rho(\langle \hat{\beta}(k) \rangle, t - \Delta T, \Delta \varphi)|^2 dt \quad (21)$$

über diese Größen minimiert wird. Es wird also eine gemeinsame Schätzung über Taktphase, Trägerphase und Symbolsequenz vorgenommen. Um diese gemeinsame Optimierung durchführen zu können, sind die Größen  $\Delta \varphi$  und  $\Delta T$  zu quantisieren und parallele Detektoren für die Symbolsequenz für alle Werte von  $\Delta \varphi$  und  $\Delta T$  zu realisieren. Damit bedeutet diese Methode eine gewaltige Erhöhung des Realisierungsaufwands.

Da Veränderungen von  $\Delta \varphi$  und insbesondere  $\Delta T$  nur langsam vor sich gehen, wird meistens versucht, diese Größen unabhängig von der Symbolfolge in einer Synchronisationseinrichtung zu schätzen [7]. Dabei ist zwischen Methoden zu unterscheiden, welche die geschätzte Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$  zur Schätzung von Takt- und Trägerphasenwinkelfehlern mit heranziehen (data-aided, mit Entscheidungsrückkopplung) bzw. nicht mit heranziehen (non-data-aided). Bei einer solchen getrennten Schätzung von Symbolfolge sowie Takt- und Trägerphasenwinkelfehlern mit Entscheidungsrückkopplung wird die Symbolfolge als bekannt vorausgesetzt. Der Einfluß von Entscheidungsfehlern wird getrennt betrachtet. Diese Trennung von Symbolsequenzschätzung und Synchronisation ist im stationären Betrieb zulässig, kann jedoch bei Beginn der Übertragung bzw. nach Synchronisationsverlusten oder bei sehr vielen Symbolfehlern zu Schwierigkeiten führen (Hängenbleiben in einem falschen Zustand, hang-up), da beide Schätzvorgänge einander bedingen. Hier soll nun ausschließlich die Synchronisationseinrichtung betrachtet werden.

Für die Synchronisationseinrichtung allein ist also

$$\Delta E(\Delta \varphi, \Delta T) = \int_{-\infty}^{+\infty} |r(t) - \rho(t - \Delta T, \Delta \varphi)|^2 dt \quad (22)$$

bei gegebener Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$  zu minimieren. Durch die Umformung

$$\Delta E(\Delta \varphi, \Delta T) = \int_{-\infty}^{+\infty} |r(t)|^2 dt + \int_{-\infty}^{+\infty} |\rho(t - \Delta T, \Delta \varphi)|^2 dt - 2 \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \rho^*(t - \Delta T, \Delta \varphi) dt \right] \quad (23)$$

geht die Minimierung von  $\Delta E$  über in eine Maximierung der Kreuzkorrelation  $\lambda$

$$\lambda(\Delta \varphi, \Delta T) = \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \rho^*(t - \Delta T, \Delta \varphi) dt \right] \quad (24)$$

da sowohl die Energie des Empfangssignals als auch die Energie des für die geschätzte Symbolfolge rekonstruierten Nutzsignals  $\rho(t)$  unabhängig von den Phasenwinkelfehlern  $\Delta T$  und  $\Delta \varphi$  sind.

Da im Empfänger zu einem Zeitpunkt  $t$  weder das gesamte Empfangssignal  $r(t)$  noch die gesamte geschätzte Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$  vorliegen, kann die Korrelation nur bis zu diesem Zeitpunkt vorgenommen werden:

$$\lambda(t, \Delta \varphi, \Delta T) = \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^t r(t') \rho^*(t' - \Delta T, \Delta \varphi) dt' \right] \quad (25)$$

Diese Fensterung der Korrelation kann dahingehend verallgemeinert werden, daß vergangene Signale unterschiedlich bewertet werden, da sich aufgrund ändernder Ausbreitungsbedingungen  $\Delta T$  (in sehr geringem Umfang) und insbesondere der Trägerphasenwinkelfehler  $\Delta \varphi$  sich ständig ändern können. Damit kann es günstig sein, aktuelle Werte des Signals höher zu bewerten als länger zurückliegende. Die Bewertung kann mit Hilfe einer Fensterfunktion  $g(t)$  vorgenommen werden, so daß für die modifizierte Kreuzkorrelation gilt:

$$\lambda(t, \Delta \varphi, \Delta T) = \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^t g(t - t') r(t') \rho^*(t' - \Delta T, \Delta \varphi) dt' \right] \quad (26)$$

Aufgrund der Signalabtastung und der Verarbeitung von Vektoren kann die Kreuzkorrelation  $\lambda$  nicht kontinuierlich sondern nur abschnittsweise für die Symbolintervalle berechnet werden. Außerdem wird im folgenden vorausgesetzt, daß die Fensterfunktion  $g(t)$  durch eine stückweise konstante Kurve angenähert werden und somit durch

$$g(t) = \sum_{k=0}^{\infty} g_k \text{rect} \left[ \frac{t - kT - T/2}{T} \right] \quad (27)$$

5 beschrieben werden kann.

Aufgrund des Symboltaktfehlers  $\Delta T$  erfolgt die Abtastung am Ausgang der Korrelatoren zu den Zeitpunkten  $iT + \Delta T$ . Nach dem Abtastzeitpunkt  $(i+1)T + \Delta T$  gilt also für die Kreuzkorrelation

$$10 \quad \lambda(i, \Delta \varphi, \Delta T) = \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \operatorname{Re} \left[ \int_{kT+\Delta T}^{(k+1)T+\Delta T} r(t') \rho^*(t' - \Delta T, \Delta \varphi) dt' \right] \quad (28)$$

Das geschätzte Nutzsignal  $\rho(t - \Delta T, \Delta \varphi)$  wird anhand der Sequenz der Vektoren  $\vec{\rho}_k$  gemäß Gl. (17, 18) im Empfänger beschrieben. Außerdem liegen aufgrund der Fehler  $\Delta T$  und  $\Delta \varphi$  im Empfänger gegenüber dem Zeitraster und der Trägerphase des Empfangssignals verschobene Basisfunktionen vor. Somit gilt für das geschätzte Nutzsignal:

$$20 \quad \rho(t - \Delta T, \Delta \varphi) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{d=1}^D \rho_{dk} e^{j(q_d(t - kT - \Delta T) - \Delta \varphi)} \quad (29)$$

Insgesamt erhält man dann für die Kreuzkorrelation

$$25 \quad \lambda(i, \Delta \varphi, \Delta T) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_{i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ \rho_{dk}^* \int_{kT+\Delta T}^{(k+1)T+\Delta T} r(t) e^{j q_d(t - kT - \Delta T, \Delta \varphi)} dt \right] = \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} [\rho_{dk}^* r_{dk}] \quad (30)$$

30 wobei die Werte  $r_{dk}$  gemäß Definition (5, 6, 11) die Komponenten der Vektoren  $\vec{r}_k$  am Ausgang der Korrelatoren für das  $k$ -te Zeitintervall darstellen, das von  $kt + \Delta T \leq t < (k+1)T + \Delta T$  reicht, da für den Empfänger das um  $\Delta T$  verschobene Zeitraster gilt. Somit ist die Bildung der Kreuzkorrelation  $\lambda(i, \Delta T, \Delta \varphi)$  anhand der Sequenz der Vektoren  $\vec{r}_k$  gemäß (5, 6, 14) berechenbar. Für die Maximum-Likelihood-Synchronisation ist damit keine Überabtastung des Signals notwendig.

35 Die Sequenz der Vektoren  $\rho_k$  ist durch die detektierte Datenfolge gegeben. Bei Detektoren mit einer verzögerten Entscheidung, wie z. B. bei der Decodierung von Signalen, deren Bandbreiteneffizienz und Störresistenz durch ein Kanalcodierungsverfahren verbessert werden (z. B. trelliscodierte Signale, CPM usw.) ist es dabei häufig günstiger, vorläufige Entscheidungen zu verwenden, für die dann allerdings eine erhöhte Fehlerrate vorliegt, als die endgültige Entscheidung abzuwarten. Die durch solche Entscheidungsfehler bedingte Verschlechterung der Synchronisationseigenschaften ist gegen die Verzögerung, die bei Auswertung der endgültigen Entscheidung entsteht, abzuwägen hinsichtlich der Reaktionsmöglichkeiten des Synchronisationsverfahrens auf Änderung der Ausbreitungsbedingungen.

#### 45 4. Maximierung der Kreuzkorrelation durch Regelschleifen

In [7] wird vorgeschlagen, den Trägerphasenwinkel  $\Delta \varphi$  und den Symboltaktfehler  $\Delta T$  so lange zu verändern, bis die Kreuzkorrelation ihr Maximum erreicht. Dabei werden in einem Regelvorgang anhand der partiellen Ableitungen der Kreuzkorrelation diese Werte so lange verändert, bis diese partiellen Ableitungen verschwinden.

50 Außerdem wird im folgenden angenommen, daß entsprechend der unterschiedlichen Änderungsgeschwindigkeiten der Taktphase und der Trägerphase unterschiedliche Fensterfunktionen  $g_\varphi$  und  $g_T$  für die Bestimmung der partiellen Ableitung der Kreuzkorrelation verwendet werden. Für die partiellen Ableitungen der Kreuzkorrelation gilt damit:

$$55 \quad z_\varphi = \frac{\partial \lambda(i, \Delta T, \Delta \varphi)}{\partial \Delta \varphi} = \sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ \rho_{dk}^* \frac{\partial r_{dk}(\Delta \varphi, \Delta T)}{\partial \Delta \varphi} \right] \quad (31)$$

$$60 \quad z_T = \frac{\partial \lambda(i, \Delta T, \Delta \varphi)}{\partial \Delta T} = \sum_{k=-\infty}^i g_{T, i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ \rho_{dk}^* \frac{\partial r_{dk}(\Delta \varphi, \Delta T)}{\partial \Delta T} \right] \quad (32)$$

65 Da die Werte  $z_T$  und  $z_\varphi$  für die Abweichungen von Takt- und Trägerphase von ihren richtigen Lagen bezüglich des Empfangssignals darstellen und damit zur Regelung von Takt- und Trägerphase herangezogen werden können, werden diese Größen als Regeldifferenzen bezeichnet.

Die Signale  $z_T$  und  $z_\varphi$  werden als Steuergrößen für spannungsabhängige Oszillatoren (VCO) genutzt, die den Symboltakt und die empfangsseitige Trägerschwingung erzeugen. In diesem Fall sind geeignete Regelkreisverstärkungen  $v_T$  und  $v_\varphi$  einzuführen, um ein stabiles Regelkreisverhalten zu gewährleisten (die Ansteuerung eines Frequenzeinganges eines VCO bedeutet eine Integration bezüglich der Phasenlage, der vom VCO abgegebenen Schwingung). Die Steigungen der VCO-Kennlinien seien zum Zwecke der Normierung in die Kreisverstärkungen  $v_T$  und  $v_\varphi$  mit eingerechnet. Ebenso wird im folgenden angenommen, daß die Glättungsfiler  $\langle g_T \rangle$  und  $\langle g_\varphi \rangle$  auf

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{\varphi, k} = 1 \quad \text{und} \quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{T, k} = 1 \quad (33)$$

normiert sind.

Eine Regelung der Trägerphase kann bei Verwendung eines unregelmäßigen lokalen Oszillators (LO) natürlich auch gem. (7) und den Bildern 1 und 2 anhand der Transformation des Empfangsvektors  $\bar{r}$  in den Vektor  $\bar{x}$  bezüglich der Phasenfehlerschätzung  $\Delta\varphi$  vorgenommen werden. In diesem Fall sind für die Auslegung der Regelkreisstruktur (mit oder ohne Integration) alle Freiheiten gegeben, um zu einem gewünschten dynamischen Regelverhalten zu gelangen.

Durch Einsetzen der Gleichungen (1, 14, 18) in die Gleichungen (31) und (32) lassen sich die Ausdrücke für die Regeldifferenzen umformen in die einfachen Ergebnisse:

$$z_\varphi = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{\varphi, i-k} \cdot \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ \rho_{dk} \frac{\partial}{\partial \Delta\varphi} \int_{kT-\Delta T}^{(k+1)T-\Delta T} r(t) \cdot e^{-j(q_d(t-kT-\Delta T)+\Delta\varphi)} dt \right] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{\varphi, i-k} \cdot \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} [-j \rho_{dk}^* r_{dk}] \quad (34)$$

$$z_T = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{T, i-k} \cdot \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ -j \rho_{dk}^* r_{dk} \frac{\partial q_d(t-kT-\Delta T)}{\partial \Delta T} \right] = -2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{T, i-k} \sum_{d=1}^D f_d \cdot \operatorname{Re} [-j \rho_{dk}^* r_{dk}] \quad (35)$$

Mit der Beziehung

$$\operatorname{Re}[-ja] = \operatorname{Im}[a]$$

ergibt sich schließlich für die Regeldifferenzen

$$z_\varphi = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Im} [\rho_{dk}^* r_{dk}] \quad (36)$$

$$z_T = -2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{T, i-k} \sum_{d=1}^D f_d \cdot \operatorname{Im} [\rho_{dk}^* r_{dk}] \quad (37)$$

Diese Beziehungen zeigen, daß aufgrund der Wahl der Referenzsignale als zeitbegrenzte Sinus- und Cosinusschwingungen für die Bildung der partiellen Ableitungen der Kreuzkorrelation  $\lambda$  keinerlei zusätzlicher Aufwand erforderlich ist; sondern diese können vielmehr direkt aus den für die Detektion ohnehin erforderlichen Vektoren  $r_k$  am Ausgang der Korrelatoren (vgl. Bild 2) bzw. des Summationsnetzwerkes (vgl. Bild 1) gebildet werden. Für die Bildung der Regeldifferenzen  $z_\varphi$  und  $z_T$  in einen Regelkreis zur Nachführung von Symboltakt und Trägerphase (vgl. | 7 |) ergibt sich folgendes Blockschaltbild 3.

Bei Anwendung der Signaldarstellung durch äquivalente komplexe Signale vereinfacht sich dieses zum Blockschaltbild 4.

Die Produkte  $r_d \rho_d^*$  in Gl. (36, 37) bzw. Bild 4:

$$r_d \cdot \rho_d^* = |r_d \cdot \rho_d| \cdot e^{j \Delta\varphi_d} \quad (38)$$

können interpretiert werden als die Berechnung eines Phasenwinkelfehlers  $\Delta\varphi_d$  für das Basissignal  $e_d(t)$ , gewichtet mit dem Energieinhalt des zu vergleichenden Signalelements in der komplexen Dimension  $d$ . (Solange die Entscheidung im  $k$ -ten Intervall als richtig vorausgesetzt wird, stimmt der Nutzanteil des empfangenen Signalelements, das durch den Vektor  $\bar{r}_k$  repräsentiert wird, bis auf die Fehler  $\Delta T$  und  $\Delta\varphi$  mit dem geschätzten Signalelement überein, das durch den Vektor  $\bar{\rho}_k$  repräsentiert wird. Das Produkt  $|r_d \rho_d|$  ist somit ein Maß für den Energieinhalt des Signalelements in der Dimension  $d$ .) Die Imaginärteilbildung

$$\operatorname{Im}[r_d \rho_d^*] = |r_d \cdot \rho_d| \cdot \sin \Delta\varphi_d \quad (39)$$

zeigt, daß in (36, 37) zumindest für  $\Delta\varphi \ll 1$  näherungsweise eine Bestimmung der Phasenwinkeldifferenz bezüglich der Basisfunktion  $e_d(t)$  bewertet mit der Energie des Signalelements in dieser Dimension vorgenommen wird. Die Bilder 3 und 4 sowie Gl. (36) zeigen außerdem, daß die Regeldifferenz  $z_\varphi$  einfach als gewichteter Mittelwert dieser Phasendifferenzen bei den einzelnen Frequenzen der Basissignale aufgefaßt werden kann. Bei der Bestimmung der Regeldifferenz  $z_T$  werden diese einzelnen Phasendifferenzen noch mit dem Kreisfrequenzabstand der Basissignale von der Trägerfrequenz bewertet. Diese Struktur kann dahin interpretiert werden, daß Phasenwinkelfehler, die ja für alle Paare von Basissignalen in gleicher Weise auftreten, über alle Basissignale gemittelt werden. Symboltaktfehler  $\Delta T$  entsprechen einer unbekannten Laufzeit des Signals. Eine Laufzeit erzeugt eine zur Frequenz proportionale Phase. Deshalb werden die Phasendifferenzen bei den einzelnen Basisfunktionen mit ihren Abständen zur Trägerfrequenz gewichtet. Entscheidend für die Struktur gemäß Bild 3 und 4 ist außerdem, daß die beiden Regeldifferenzen zumindest im eingeschwungenen Zustand, also für kleine Werte von  $z_\varphi$  und  $z_T$ , voneinander unabhängig sind, solange eine Symmetrie der Basisfunktionen bezüglich der Trägerfrequenz vorliegt, wie dies durch (1b) gegeben ist. Ein Phasenfehler erzeugt gleichartige Differenzsignale für alle Basisfunktionspaare, so daß dadurch das Regeldifferenzsignal bezüglich  $\Delta T$  nicht beeinflußt wird. Andererseits erzeugt ein Symboltaktfehler für Basissignalepaare links und rechts von der Trägerfrequenz Differenzen mit unterschiedlichen Vorzeichen. Deshalb wird durch einen Symboltaktfehler die Trägerphasensynchronisation ebenfalls nicht beeinflußt. Besonders hinzuweisen ist darauf, daß diese gemeinsame Schätzung der Regeldifferenzen bezüglich  $\Delta T$  und  $\Delta\varphi$  erst für den Empfänger mit einem Signalraum von mindestens vier Dimensionen je Symbolintervall realisierbar ist. Für 2-dimensionale Quadraturempfänger, wie sie für QAM oder PSK üblich sind, ist eine Schätzung der Regeldifferenz bezüglich des Symboltaktfehlers nicht möglich, da kein Abstand der Basisfunktion von der Trägerfrequenz existiert. Für 2-dimensionale Empfänger ist also gemäß der Anwendung der Theorie nach [7] eine zusätzliche Einrichtung zur Ableitung des Empfangssignals notwendig. Durch diese Ableitung wird jedoch im allgemeinen Fall die Rauschleistung stark angehoben. Deshalb ist die einfache Möglichkeit der Ableitung der Regeldifferenz  $z_T$  ein wesentlicher Vorteil der Empfängerstruktur mit mehrdimensionalem Signalraum gemäß Bild 1 und Bild 2 im Vergleich zu herkömmlichen Strukturen.

Für bandbreiteneffiziente digitale Frequenzmodulationsverfahren mit geglätteten Impulsen (CPM) und geringem Frequenzhub wird in [2] gezeigt, daß 4 bzw. 6 Dimensionen ( $D=2$  bzw.  $D=3$ ) ausreichend sind. Damit erhält man als Spezialfall von Bild 3 die folgenden Strukturen Bild 5 und 6 zur Ableitung der Regeldifferenzsignale  $z_\varphi$  und  $z_T$ .

Die in diesem Abschnitt abgeleitete Struktur zeichnet sich dadurch aus, daß zunächst Winkeldifferenzen bezüglich der einzelnen Basissignale bestimmt werden (bzw. sinus (Winkeldifferenzen)), diese Winkeldifferenzen dann addiert bzw. subtrahiert werden und dann eine Filterung zur Glättung der schwankenden Werte vorgenommen wird.

## 5. Strukturen mit planarer Filterung

### 5.1 Direkte Bestimmung des Trägerphasenwinkelfehlers

In diesem Abschnitt wird zunächst vorausgesetzt, daß durch eine wirksame Symboltaktsynchronisation der Fehler  $\Delta T$  klein gehalten wird. In diesem Fall kann anhand der Sequenz der Vektoren  $\vec{r}_k$  der Phasenwinkelfehler  $\Delta\varphi$  direkt berechnet werden (vgl. [8]). Außerdem wird zunächst vorausgesetzt, daß sich der Phasenwinkelfehler  $\Delta\varphi$  während des Korrelationsintervalls, also innerhalb der Zeit, in der sich die Koeffizienten der Fensterfunktion wesentlich von Null unterscheiden, nur wenig ändert. Zur Maximierung der Kreuzkorrelation gemäß (28) wird eine Variable  $\varphi_0$  eingeführt, die einer weiteren, jedoch frei wählbaren Phasenwinkeldrehung entspricht. Die Kreuzkorrelation erreicht dann ihr Maximum, wenn durch die weitere Drehung der Trägerphase um den Winkel  $\varphi_0$  der tatsächliche Phasenwinkelfehler  $\Delta\varphi$  gerade ausgeglichen wird. Die Kreuzkorrelation ist damit nicht nur eine Funktion des tatsächlichen Phasenwinkelfehlers sondern auch der Variablen  $\varphi_0$ .

$$\lambda(t, \Delta\varphi, \varphi_0) = \sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \operatorname{Re} \left[ e^{j\varphi_0} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \rho^*(t, \Delta\varphi) dt \right] \quad (40)$$

Um die Kreuzkorrelation über  $\varphi_0$  zu maximieren, wird deren Ableitung nach  $\varphi_0$  nullgesetzt.

$$\frac{d\lambda}{d\varphi_0} = \sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ j e^{j\varphi_0} \rho_{dk}^* \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) e^{j\varphi_d(t-kT, \Delta\varphi)} dt \right] \stackrel{!}{=} 0 \quad (41)$$

Es liegt also eine Optimierung im Sinne der Variationsrechnung vor.

Analog zu (30) stellt das Integral die  $d$ -te Komponente des komplexen Vektors  $\vec{r}$  am Ausgang der Korrelatoren gemäß Bild 2 dar.



$$\sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re}[j e^{j\varphi_0} p_{dk}^* r_{dk}] = 0 \quad (42)$$

Mit der Bezeichnung  $p_{dk}$  für das Produkt

$$p_{dk} = p_{dk}^* r_{dk} = p_{Idk} + j p_{Qdk} \quad (43)$$

ergibt sich

$$\sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D (p_{Qdk} \cos \varphi_0 + p_{Idk} \sin \varphi_0) = 0$$

bzw.

$$\varphi_0 = -\arctan \frac{\sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D p_{Qdk}}{\sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D p_{Idk}} + \frac{\pi}{2} (1 \pm 1) \quad (44)$$

Die Lösung für die geschätzte notwendige Korrekturphase  $\varphi_0$  zur Maximierung der Kreuzkorrelation ist zweideutig um  $\pm \pi/2$ . Dieser Effekt kommt dadurch zustande, daß die Ableitung der Kreuzkorrelation auch bei deren Minimum, das offensichtlich dem negativen Wert des Maximum entspricht, verschwindet. Es ist klar, daß die Schätzung der notwendigen Korrektur  $\varphi_0$  dann optimal ist, wenn dadurch der tatsächliche Phasenfehler  $\Delta\varphi$  gerade aufgehoben wird. Deshalb stellt  $-\varphi_0$  eine Maximum-Likelihood-Schätzung  $\Delta\hat{\varphi}$  des tatsächlichen Phasenfehlers  $\Delta\varphi$  dar.

$$\Delta\hat{\varphi} = -\varphi_0 \quad (45)$$

Die Doppeldeutigkeit der Lösung kann dadurch aufgehoben werden, daß berücksichtigt wird, welches Vorzeichen die Kreuzkorrelation für den Wert  $\varphi_0$  selbst annimmt.

$$\lambda(i, \varphi_0) = \sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D (p_{Idk} \cos \varphi_0 - p_{Qdk} \sin \varphi_0) \quad (46)$$

Falls diese Größe für einen vorläufig geschätzten notwendigen Korrekturwert  $\varphi_0'$  negativ ist, liegt das Minimum vor, und es ist zum Winkel  $\pi$  zu addieren. Um festzustellen, wann diese Korrektur notwendig ist, werden folgende Abkürzungen benutzt:

$$A_i = \sum_{k=-\infty}^i g_{\varphi, i-k} \sum_{d=1}^D p_{dk} = A_{Ii} + j A_{Qi} \quad (47)$$

Der vorläufige Schätzwert  $\varphi_0'$  wird im ersten und vierten Quadranten festgelegt:

$$\varphi_0' = -\arctan(A_{Qi}/A_{Ii}) \in \left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right), \operatorname{sgn}(\sin \varphi_0') = -\operatorname{sgn}(A_{Qi}/A_{Ii}), \operatorname{sgn}(\cos \varphi_0') = 1$$

Für die Kreuzkorrelation gilt dann nach (46)

$$\lambda'(\varphi_0') = A_{Ii} \cos \varphi_0' - A_{Qi} \sin \varphi_0' \quad (48)$$

Man hat nun vier Fälle zu unterscheiden:

- a)  $A_{Ii} > 0, A_{Qi} > 0: \varphi_0' < 0, \lambda'(\varphi_0') > 0$ : keine Korrektur
- b)  $A_{Ii} < 0, A_{Qi} > 0: \varphi_0' > 0, \lambda'(\varphi_0') < 0$ : Korrektur
- c)  $A_{Ii} < 0, A_{Qi} < 0: \varphi_0' < 0, \lambda'(\varphi_0') < 0$ : Korrektur

d)  $A_I > 0, A_Q < 0; \varphi_0' < 0, \lambda'(\varphi_0') > 0$ : keine Korrektur

Diese Fallunterscheidung zeigt, daß die Korrektur notwendig ist, falls  $A_I < 0$ . Damit entspricht diese Korrektur genau der für die Winkelfunktion einer komplexen Zahl.

Für die eindeutige Lösung der Schätzung des Phasenwinkelfehlers gilt demnach

$$\Delta \hat{\varphi}(i) = \arctan \left[ \frac{A_{Qi}}{A_{Ii}} \right] + \frac{\pi}{2} (1 - \operatorname{sgn}(\operatorname{Re}[A_{Ii}])) \quad (49)$$

Dieser Schätzwert  $\Delta \hat{\varphi}$  kann direkt zur Korrektur des Phasenfehlers in der Transformation (7) bzw. (15) angewendet werden. Eine Regelung der Phase ist in diesem Fall also nicht erforderlich, wodurch eventuell ein günstigeres dynamisches Verhalten der Phasennachführung erreichbar ist.

Das Bild 7 zeigt das Blockschaltbild für komplexe Basisbandsignale zur Maximum-Likelihood-Schätzung des Phasenfehlers. Im Unterschied zu der in Abschnitt 3 angegebenen Lösung Bild 6 ist nun eine eindeutige Bestimmung von  $\Delta \hat{\varphi}$  möglich, und die Information, die der Realteil der komplexen Größe  $A$  enthält, wird mit ausgenutzt. Wichtig an dieser Struktur ist außerdem, daß die Winkelbestimmung nach einer Mittelung (Glättung) der komplexen Werte  $A$  erfolgt. Es liegt also bei dieser Lösung eine zweidimensionale Filterung für Real- und Imaginärteil vor, die in | 9 | als planare Filterung bezeichnet wurde.

Diese Methode der planaren Filterung bietet den Vorteil, daß die Unterdrückung (Ausfilterung) von Störkomponenten erfolgt, bevor eine nichtlineare Operation (arcus-Funktion) durchgeführt wird. Im allgemeinen wird nämlich ein Signalstörleistungsverhältnis durch die Anwendung einer Nichtlinearität verschlechtert, wie die folgende grobe Überlegung zeigen soll. Beschreibt  $s$  das Nutzsignal und  $n$  die Störung bzw.  $\rho_N$  das Signalstörleistungsverhältnis und stellt  $y = x^2$  ein Glied aus der Taylor-Reihen-Entwicklung einer Nichtlinearität dar, so erhält man nach der Potenzierung

$$(s + n)^2 = s^2 + 2 \cdot s \cdot n + n^2 + \dots$$

Für  $s \gg n$  sind die Terme höherer Ordnung zu vernachlässigen. Für das Signalstörleistungsverhältnis  $\rho_N$  nach der Nichtlinearität kann damit abgeschätzt werden

$$\rho_N = \frac{(s^2)^2}{(s^2 + 2 \cdot s \cdot n + n^2)^2} \approx \frac{1}{a^2} \cdot \rho_N$$

Das heißt, das Signalstörleistungsverhältnis wird näherungsweise um den Faktor  $a^2$  verschlechtert. Eine Störunterdrückung vor der Nichtlinearität durch das planare Glättungsfilter ist damit wirksamer als eine Glättung nach der Schätzung des Phasenwinkelfehlers. Außerdem wird durch die planare Filterung ein Hängenbleiben (hang-up) der Trägerphasenregelung vermieden. Würden sich bei einer Winkelbestimmung ohne vorherige Glättung gleich viele positive wie negative Phasenwinkelabweichungen ergeben, da sich der tatsächliche Phasenwinkelfehler genau in der Mitte zwischen zwei stabilen Lagen befindet, so ergäbe sich nach der nachfolgenden Glättung der Wert 0 für die Phasenfehlerschätzung, und die Phasenregelung bliebe in dieser kritischen Stellung hängen. Bei der planaren Filterung wird dagegen ein eindeutiger Phasenwinkelfehler geschätzt, der zu einem Ausgleich dieser Differenz verwendet werden kann (vgl. | 9 |).

## 5.2 Näherungsweise Bestimmung eines Symboltaktfehlers

Die Lösung gemäß Bild 7 bildet gegenüber der Bestimmung der Regeldifferenz nach Bild 4 den Vorteil, daß neben der planaren Filterung auch die Realteilinformation der Produkte  $p_{dk}$  zur Winkelberechnung ausgenutzt wird. Es liegt nahe, eine ähnliche Struktur auch für die Taktphasensynchronisation anzuwenden. Deren Ableitung erfolgt analog zu Abschnitt 5.1, kann jedoch nur für kleine Taktfehler  $\Delta T$  näherungsweise durchgeführt werden. Es wird wiederum eine Variationsgröße  $T_0$  eingeführt, über die die Kreuzkorrelation maximiert wird.

$$\lambda(i, T_0) = \sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} \operatorname{Re} \left[ \int_{kT+\Delta T-T_0}^{(k+1)T+\Delta T-T_0} r(t) \cdot \rho^*(t - \Delta T + T_0) dt \right] \quad (50)$$

Für die Näherung  $T_0 \ll T$  kann die Verschiebung der Integrationsgrenzen über einer Variation von  $T_0$  vernachlässigt werden. Setzt man außerdem (1, 13, 18) für das geschätzte Nutzsignal  $\rho(t)$  ein, so erhält man

$$\lambda(i, T_0) \approx \sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ \rho_{dk}^* \int_{kT+\Delta T}^{(k+1)T+\Delta T} r(t) \cdot e^{-j\varphi_d(t - kT - \Delta T - T_0)} dt \right]$$

Mit (1b) und der Abkürzung (43) ergibt sich

$$\lambda(i, T_0) \approx \sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ e^{-j2\pi f_d T_0} \cdot p_{dk} \right] \quad (51)$$

Zur Bestimmung des Maximums erfolgt wiederum durch Nullsetzen der Ableitung nach der Variationsvariablen  $T_0$

$$\sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} \sum_{d=1}^D 2\pi f_d \operatorname{Re} \left[ -j p_{dk} e^{-j2\pi f_d T_0} \right] = 0 \quad (52)$$

Daraus folgt die Bestimmungsgleichung für  $T_0$ :

$$\sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} \sum_{d=1}^D f_d \cdot (p_{Qdk} \cos(2\pi f_d T_0) - p_{Idk} \sin(2\pi f_d T_0)) = 0 \quad (53)$$

Diese Gleichung kann nicht wie bei (44) zusammengefaßt werden aufgrund der unterschiedlichen Werte für  $f_d$ . Deshalb ist nur in den Spezialfällen  $D=2$  und  $D=3$  eine eindeutige und direkte Lösung möglich. Hier soll die Lösung für  $D=3$  (6-dimensionaler Empfänger) mit symmetrischer Wahl der Frequenzen der Referenzfunktionen gemäß Gl. (1b) vorgestellt werden.

$$f_1 = -\Delta f; f_2 = 0; f_3 = \Delta f \quad (54)$$

Damit erhält man für (53)

$$\sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} ((p_{Q3k} - p_{Q1k}) \cos(2\pi \Delta f T_0) - (p_{I1k} - p_{I3k}) \sin(2\pi \Delta f T_0)) = 0 \quad (55)$$

und analog zu (44) die Lösung

$$T_0 = -\frac{1}{2\pi \Delta f} \arctan \left[ \frac{\sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} (p_{Q1k} - p_{Q3k})}{\sum_{k=-\infty}^i g_{T,i-k} (p_{I1k} + p_{I3k})} \right] \quad (56)$$

Für  $D=2$  (4-dimensionaler Empfänger) ist gemäß (1b)  $\Delta f$  durch  $\Delta f/2$  sowie der Index 3 gegen den Index 2 zu ersetzen. Für kleine Fehler  $\Delta T$  des Symboltaktes gilt somit für den Schätzwert  $\Delta \hat{T}$ :

$$\Delta \hat{T} = -T_0 \quad (57)$$

Die Blockschaltbilder 8 und 9 zeigen die Strukturen zur Schätzung des Symboltaktfehlers mit planarer Filterung für  $D=2$  und  $D=3$ . Da die Ausgangsgröße  $z_T$  im allgemeinen nicht dem Fehler  $\Delta T$  entspricht, kann  $z_T$  wie im Abschnitt 3 lediglich als Regeldifferenz in einer Regelschleife für den Symboltakt eingesetzt werden. Aufgrund der fehlenden Zyklizität bezüglich  $T$  des Symboltaktes (bit-slips) kann ohnehin kein direkter Ausgleich des Fehlers  $\Delta T$  analog zur Transformation (7) durchgeführt werden, und somit ist immer eine Regelung des Symboltaktes erforderlich. Damit stellt diese Einschränkung keinen Nachteil dar.

Für mehr als 6-dimensionale Empfänger ( $D>3$ ) führt Gl. (53) nach einem Einsetzen von (1b) und einigen trigonometrischen Umformungen auf eine nichtlineare Gleichung bezüglich  $T_0$  mit mehreren Lösungen. In diesem Fall sind für einfache Strukturen weitergehende Vereinfachungen und Näherungen erforderlich.

Die in Abschnitt 5.1 beschriebenen Vorteile der planaren Filterung gelten hier in gleicher Weise. Daneben weist diese Struktur gegenüber der Lösung (37) bzw. Bild 4, Bild 5 und Bild 6 den Vorteil auf, daß die Ausgangsgröße  $z_T$  hier ein Zeitmaß ist, das von den Energieanteilen des Signals in den einzelnen Dimensionen unabhängig ist. Wie in Abschnitt 3 bei Gl. (39) ausgeführt, wird bei dieser Lösung die Schätzung  $\sin(\Delta \varphi_d)$  mit dem Faktor  $|p_d|$  gewichtet. Dieser Gewichtungsfaktor wird für  $D \geq 3$  direkt beeinflusst von der Wahl des Frequenzabstandes  $\Delta f$  der Referenzfunktionen. Die Regelkreisdimensionierung ist somit mit der Wahl von  $\Delta f$  verknüpft. Durch die Struktur mit planarer Filterung gemäß Bild 8 und Bild 9 wird diese Verkopplung vermieden.

## 5.3 Gemeinsame Schätzung von Phasenwinkel- und Symboltaktfehlern

Die Kreuzkorrelation wird nun für beide Variationsvariablen  $\varphi_0$  und  $T_0$  durch Nullsetzen der partiellen Ableitungen maximiert, um so den gegenseitigen Einfluß eines Trägerphasenfehlers auf die Taktphasenschätzung und umgekehrt zu berücksichtigen:

$$\lambda(i, \varphi_0, T_0) = \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \operatorname{Re} \left[ \int_{kT+\Delta T-T_0}^{(k+1)T-\Delta T-T_0} r(t) \rho^*(t-\Delta T+T_0, \Delta \varphi_0 - \varphi_0) dt \right] \quad (58)$$

Mit der Näherung gemäß Abschnitt 5.2 für  $T_0 \ll T$  sowie (1, 13, 14, 43) erhält man

$$\lambda(i, \varphi_0, T_0) \approx \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ e^{j(\varphi_0 - 2\pi f_d T_0)} \cdot p_{dk} \right] \quad (59)$$

Die partiellen Ableitungen liefern zwei Gleichungen für  $\varphi_0$  und  $T_0$ .

$$\text{I) } \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \sum_{d=1}^D \operatorname{Re} \left[ j e^{j(\varphi_0 - 2\pi f_d T_0)} \cdot p_{dk} \right] = 0 \quad (60)$$

$$\text{II) } \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} \sum_{d=1}^D f_d \operatorname{Re} \left[ j e^{j(\varphi_0 - 2\pi f_d T_0)} \cdot p_{dk} \right] = 0 \quad (61)$$

Die Auflösung dieses Systems führt im allgemeinen auf nichtlineare Gleichungen und damit auch auf komplexe Strukturen. Nur im Falle des 4-dimensionalen Empfängers ( $D=2$ ) ist eine einfache Lösung gegeben. Mit den Abkürzungen

$$B_{di} = \sum_{k=-\infty}^i g_{i-k} p_{dk} = B_{1di} + j B_{2di} \quad (62)$$

und

$$f_1 = -\Delta f/2; f_2 = \Delta f/2$$

gemäß (1b) erhält man für  $D=2$

$$\text{I) } B_{Q1} \cos(\varphi_0 + \pi \Delta f T_0) + B_{I1} \sin(\varphi_0 + \pi \Delta f T_0) + B_{Q2} \cos(\varphi_0 - \pi \Delta f T_0) + B_{I2} \sin(\varphi_0 - \pi \Delta f T_0) = 0 \quad (63)$$

$$\text{II) } B_{Q1} \cos(\varphi_0 + \pi \Delta f T_0) + B_{I1} \sin(\varphi_0 + \pi \Delta f T_0) - B_{Q2} \cos(\varphi_0 - \pi \Delta f T_0) + B_{I2} \sin(\varphi_0 - \pi \Delta f T_0) = 0 \quad (64)$$

Durch Summe und Differenz dieser Gleichungen ergeben sich die einfachen Lösungen:

$$\varphi_0 + \pi \Delta f T_0 = -\arccos(B_{I1}); \varphi_0 - \pi \Delta f T_0 = -\arccos(B_{I2}) \quad (65)$$

wobei die Unterscheidung zwischen Maximum und Minimum der Kreuzkorrelation gemäß Abschnitt 5.1 berücksichtigt ist. Die Schätzgrößen erhält man damit zu

$$\Delta \hat{\varphi}(i) = \frac{1}{2} (\arccos(B_{I1}) + \arccos(B_{I2})) \quad (66)$$

und

$$z_T(i) = \frac{1}{2\pi \Delta f} (\arccos(B_{I1}) - \arccos(B_{I2})) \quad (67)$$

Die zugehörige Struktur für die gemeinsame Schätzung von Phasenwinkelfehler und Steuersignal für die Symboltaktregelung ist in Bild 10 gegeben. Im Gegensatz zu den getrennten Schätzungen gemäß der Abschnitte 5.1 und 5.2 wird hier für jedes Basissignal separat die Phasendifferenz ermittelt und somit eine gegenseitige

Beeinflussung eines Taktphasenfehlers auf die Symboltaktregelung und umgekehrt vermieden. Liegt nämlich bei der Bildung der Regeldifferenz  $z_T$  gemäß Bild 8 gleichzeitig eine Phasendifferenz  $\Delta\phi$  vor, so wird der Störabstand durch die Verkürzung des Realteils der Größe  $B(B \cdot \cos \Delta\phi)$  für die Winkelbestimmung der komplexen Größe  $B$  zunehmend schlechter, bis für  $\Delta\phi = \pi/2$  überhaupt keine Bestimmung von  $z_T$  mehr möglich ist. Für noch größere Phasenwinkelfehler wird die Größe  $z_T$  mit falschem Vorzeichen erzeugt. Der gleiche Effekt liegt umgekehrt bei einer Bestimmung des Phasenfehlers  $\Delta\phi$  bei gleichzeitig vorhandenem Symboltaktfehler vor.

Bei Modulationsverfahren mit mehreren stabilen Phasenlagen können jedoch solche große Phasenabweichungen nicht auftreten. In diesen Fällen sind diese Effekte der unabhängigen Schätzungen gemäß 5.1 und 5.2 von untergeordneter Bedeutung.

Bei kleinen Abweichungen von Trägerphase und Symboltakt im laufenden Betrieb liegt jedoch auch bei den Strukturen gemäß der Abschnitte 5.1 und 5.2 eine weitgehende Unabhängigkeit der Schätzungen vor (vgl. Abschnitt 3). Die Mittelwertbindung, die dort im Gegensatz zur Struktur Bild 10 vor der Winkelbestimmung vorgenommen wird, trägt jedoch zu einer verbesserten Geräuschunterdrückung bei. Somit ist im Einzelfall zu entscheiden, welche der Strukturen nach Abschnitt 5.1 und 5.2 bzw. 5.3 die besseren Ergebnisse liefert.

## 6. Weitere Strukturen

Ohne die Gleichungssysteme zu lösen, können weitere Strukturen, die dann allerdings suboptimale Schätzungen liefern, anhand der bisher gefundenen Strukturen angegeben werden.

### 6.1 Gewichtete Mittelwertbildung

Die Struktur gemäß Bild 10 für eine gemeinsame Schätzung von  $\Delta\phi$  und  $z_T$  kann anhand der Überlegungen gemäß Abschnitt 3 zu Strukturen für höhere Dimensionenzahlen ergänzt werden. Die bei den einzelnen Referenzfunktionen gefundenen Phasenwinkel werden mit mittleren Energieanteilen  $a_d$  der Signalelemente für diese Dimensionen gewichtet gemittelt. Die Bilder 11 und 12 zeigen solche Strukturen für 6 und 8 Dimensionen.

### 6.2 Strukturen mit einfacher Filterung

Die Strukturen gemäß der Bilder 7 bis 12 können dahingehend vereinfacht werden, daß auf die planare Filterung verzichtet wird ( $g_0 = 1$ ,  $g_i = 0$  für  $i > 0$ ) und eventuell eine Glättung entsprechend Abschnitt 3 für die Schätzsignale selbst vorgenommen wird. Gegenüber dem Ergebnis von Abschnitt 3 bleibt dann der Vorteil, daß die Ausgangssignale von den Energieanteilen der einzelnen Dimensionen unabhängige Größen darstellen und die Verzerrung durch die Sinusfunktion entfällt.

### 6.3 Strukturen mit planarer Filterung in Polarkoordinaten

Die Gewichtungsfaktoren der Struktur gemäß Bild 12 können auch dynamisch ermittelt werden. Dazu werden neben den Winkeln auch die Beträge der Produkte  $p_{dk}$  einer Filterung unterworfen. Die gemittelten Winkelwerte werden mit den gemittelten Beträgen dann bewertet. Dies entspricht einer planaren Filterung der Polarkoordinaten der Produkte  $p_{dk}$ . Bild 13 zeigt eine solche Struktur als Beispiel für 6 Dimensionen ( $D=3$ ). Die in diesem Bild gezeichneten Divisionen durch die Summen der Betragsmittelwerte können zur Schaltungsvereinfachung durch feste Durchschnittsnormierungsfaktoren ersetzt werden. Außerdem kann entsprechend Abschnitt 6.2 die planare Filterung entfallen und durch eine Glättung der Schätzwerte selbst ersetzt werden. Die für die einzelnen Basisfunktionen gemessenen Winkeldifferenzen werden entsprechend dem aktuellen Betrag der Produkte  $p_{dk}$  gewichtet aufaddiert.

### 6.4 Gemischte Strukturen

Selbstverständlich können für die Bestimmung der Phasendifferenzen  $\Delta\phi$  bzw. der Regeldifferenzen  $z_\phi$  und  $z_T$  jeweils Strukturen aus verschiedenen Herleitungen gemischt werden. So kann z. B. die Bildung von  $z_T$  gemäß Abschnitt 5.3 zusammen mit einer Phasenwinkelschätzung gemäß 5.1 betrieben werden. (Dadurch wird z. B. die Lösung 5.3 bzgl. der Symboltaktregelung auch für 6 Dimensionen ( $D=3$ ) anwendbar.)

## 7. Verbesserung der Schätzung bei trelliscodierten Signalen durch parallele Korrelation mit aktuellen Symbol-Sequenzen

Wird der Empfänger mit mehrdimensionalem Signalraum gemäß der Bilder 1 und 2 für trelliscodierte Digital-signale (z. B. CPM | 2, 4 | oder | 11 |) angewendet und erfolgt die Decodierung mit Hilfe des Viterbi-Algorithmus | 10 | so wird eine endgültige Entscheidung über die Symbole erst mit großer Verzögerung getroffen. Wird nun für die entscheidungsrückgekoppelte Synchronisation die Schätzung der Symboltakt- und Trägerphasenabweichung erst nach dieser Verzögerung durchgeführt, erfolgt entweder eine sehr träge Nachregelung von Phasenwinkelschwankungen, oder aufgrund der großen Totzeit neigt die Regelung zu Schwingungen. Deshalb wird in diesem Fall vorgeschlagen (vgl. | 11 |) vorläufige Entscheidungen zu verwenden, die unmittelbar nach dem Erhalt eines Signalsegments über das zugeordnete Symbol getroffen wird. Wegen der schmalbandigen Filterung (Glättung) wirkt sich die erhöhte Fehlerrate dieser vorläufigen Entscheidungen kaum auf die Synchronisationseigenschaften aus.

Bei trelliscodierten Signalen entspricht jeder Sequenz von Nachrichtensymbolen ein Pfad durch das Trellis-

diagramm des Codes [3, 4, 11]. Durch den Viterbi-Algorithmus wird anhand des empfangenen Signals der wahrscheinlichste Pfad im Decoder ermittelt, wobei rekursiv die  $Z$  wahrscheinlichsten Pfade bestimmt werden, die zum aktuellen Zeitpunkt  $i$  durch diese  $Z$  verschiedenen Zustände des Trellisdiagramms führen. Als vorläufige Entscheidung für die rückgekoppelte Synchronisation wird das aktuelle Symbol gewählt, das als letztes in den

Wird nun das vermutete Nutzsignal  $\rho(t)$ , repräsentiert durch die Folge  $\langle \vec{\rho}_k \rangle$ , anhand dieser vorläufigen Entscheidungen gebildet, so repräsentiert bei Wechseln des aktuell wahrscheinlichsten Pfades im Decodierprozeß die Folge  $\langle \rho_k \rangle$  kein gemäß der Trelliscodierung zulässiges Nutzsignal. Die Synchronisation wird dadurch empfindlich gestört. Versuche haben gezeigt, daß dadurch bei manchen Verfahren (CPM mit Partial-Response-Impulsen [4]) bei der Schätzung von Symboltakt- und Phasenwinkelfehlern die Erwartungstreue veriorangeht, und somit bleibende Regeldifferenzen in Kauf genommen werden müssen.

Deshalb wird vorgeschlagen, die Glättungsfilter in den Strukturen Bild 3 bis 13 so auszuführen, daß zum Zeitpunkt  $(i+1)T$  die letzten  $k_p$ -Vektoren  $\rho_{a,i-kp+1}$  bis  $\rho_{a,i}$  entsprechend dem aktuell wahrscheinlichsten Pfad in die Filterung einbezogen werden. Bei einer Darstellung des Glättungsfilters in Transversalfilterstruktur (FIR) ergibt sich damit ein Glättungsfilter gemäß Bild 14, das hier exemplarisch für die planare Filterung gemäß Abschnitt 5.1 gezeichnet wurde. Je nach Wahl der Schätzstruktur ist diese Filtermethode mit paralleler Übernahme der aktuell vermuteten Nutzsignalvektoren für die letzten  $k_p$ -Intervalle anzupassen.

Für Glättungsfilter, die rekursiv realisiert werden können, ist dann der Teil für die Koeffizienten  $g_0$  bis  $g_{kp-1}$  transversal auszuführen, während die übrige Struktur durch eine rekursive Realisierung implementiert werden kann. Simulationsversuche haben gezeigt, daß bereits für sehr kleine Zahlen  $k_p$  von parallel übernommenen Vektoren  $\rho_{a,i}$  die Streuung der Schätzwerte für  $\Delta\phi$  und  $\tau_T$  deutlich zurückgeht und die Erwartungstreue gewährleistet wird. So reichen z. B. für ein quaternäres CPM-Signal mit weichen Frequenzimpulsen vom Typ 3 RC (vgl. [2, 4])  $k_p=5$  parallele Korrelationsstufen vollständig aus, um die Güte wie bei einer vollen parallelen Realisierung zu erreichen, während ohne parallele Übernahme der Vektoren  $\vec{\rho}$  eine deutliche Verschlechterung mit Offsetfehlern insbesondere bei der Symboltaktsynchronisation zu beobachten ist.

## 8. Beispiele für die Regelkreisdimensionierung

Für die Regelschleifung zur Symboltakt- und Trägerphasensynchronisation eignen sich z. B. PLL 2. Ordnung mit oder ohne zusätzlichem  $I$ -Glied. In diesem Fall wird die Glättung (planar oder direkt) für die Fehlerschätzung durch PT1-Glieder mit den Gewichtsfolgen

$$g_i = (1 - e^{-p_1 T}) e^{-i p_1 T} \quad (68)$$

gebildet. Die Nichtlinearität, die die arc-Funktion darstellt, kann für kleine Phasendifferenzen vernachlässigt werden, so daß in diesem Fall ein lineares Modell gemäß Bild 15 für die Regelkreisdimensionierung verwendet werden kann. In diesem Modell wird die Trägerschwingung bzw. der Symboltakt von einem VCO erzeugt, der durch die Steigung  $v$  seiner Kennlinie im Arbeitspunkt charakterisiert wird. Ohne zusätzliches  $I$ -Glied ( $v_I=0$ ) liegt folgende Übertragungsfunktion  $J(p)$  zwischen der schwankenden Eingangsphase und der Phase der vom VCO abgegebenen Ausgangsschwingung vor.

$$J(p) = \frac{p_1 v}{p^2 + p_1 p + p_1 v} \quad (69)$$

Ein günstiges dynamisches Verhalten kann z. B. im aperiodischen Fall

$$J(p) = 1/(1 + p/p_g)^2 \text{ mit } p_g = p_1/2 = 2v \quad (70)$$

erreicht werden, wobei  $f_g = p_g/(2\pi)$  die 3-dB-Eckfrequenz der Jitterübertragungsfunktion bildet. Ein Nachteil der PLL zweiter Ordnung ohne  $I$ -Glied besteht darin, daß bei einer Frequenzdifferenz  $\Delta f$  zwischen der Trägerschwingung bzw. dem Symboltakt und der vom VCO im Leerlauf abgegebenen Schwingung eine Phasenverschiebung  $\Delta f_0/v$  auftritt. Dieser Nachteil wird durch eine Regelschleife mit zusätzlichem  $I$ -Glied ( $v_I \neq 0$ ) vermieden, da durch den Integrator das notwendige Offsetsignal zum Ausgleich des Frequenzfehlers erzeugt wird. Die Jitterübertragungsfunktion lautet

$$J(p) = \frac{p_1 v p + p_1 v v_I}{p^3 + p_1 p^2 + p_1 v p + p_1 v v_I} \quad (71)$$

Den aperiodischen Fall erhält man für

$$p_1 = \sqrt{3} p_g; v = \sqrt{3} p_g/3, v_I = \sqrt{3} p_g/9$$

$$J(p) = \frac{1 + 3\sqrt{3} p/p_g}{(1 + \sqrt{3} p/p_g)^3} \quad (72)$$

Für hohe Kreisfrequenzen zeigen (70) und (72) den gleichen Abfall von 40 dB/Dekade. Bei der Regelschleife mit  $I$ -Glieder tritt allerdings eine Verstärkung von ca. 2,3 dB für  $p = p_g/3$  auf, ehe die Dämpfung von Phasenschwankungen erfolgt. Deshalb ist bei gleicher Wahl der Grenzfrequenz  $f_g$  beim Regelkreis mit  $I$ -Glieder mit größeren Schwankungen der Phase zu rechnen.

#### 9. Vermeidung einer Synchronisation bezüglich Nebenmaxima

Alle in den Abschnitten 4. bis 6. dargestellten Methoden zur Schätzung eines Trägerphasenwinkelfehlers bzw. einer Symboltaktverschiebung beruhen auf der Maximierung der Kreuzkorrelation  $\lambda(\Delta\varphi, \Delta T)$  durch Aufsuchen einer Nullstelle der Ableitung dieser Größe. Besitzt nun die Kreuzkorrelation neben dem gewünschten Maximum Nebenmaxima für Wertepaare  $\Delta\varphi \neq 0$  und  $\Delta T \neq 0$ , so kann eine Fehlschätzung erfolgen und die Synchronisation bleibt in diesen Nebenmaxima hängen, ohne je den richtigen Arbeitspunkt zu finden. Deshalb ist im allgemeinen die Kreuzkorrelation  $\lambda(\Delta\varphi, \Delta T)$  für alle Wertepaare  $\Delta\varphi, \Delta T$  nach Nebenmaxima abzusuchen, wobei jeweils das rekonstruierte Nutzsignal  $\rho(t)$  für die am wahrscheinlichsten geschätzte Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$  zu verwenden ist, die infolge der Phasen- und Symboltaktverschiebung erheblich von der gesendeten Folge abweichen kann.

Solche Nebenmaxima wurden bei CPM-Signalen mit weichen sich über mehrere Symbolintervalle erstreckenden Frequenzimpulsen (partial-response) für größere Symboltaktfehler  $\Delta T$  beobachtet. Bei vorliegendem Symboltaktfehler wurden jedoch in diesen Fällen niemals mehrere Maxima bezüglich des Phasenwinkelfehlers beobachtet. Somit genügt es in diesem Anwendungsfall, die Kreuzkorrelation für alle Symboltaktverschiebungen  $\Delta T$  zu untersuchen, wobei in jedem Punkt der zugehörige Phasenwinkel durch eine Maximierung der Korrelation entsprechend dem Phasenwinkelsynchronisationsverfahren ermittelt wird. Die Bilder 16 bis 18 zeigen die Kreuzkorrelation  $\lambda(\Delta T)$  mit jeweils optimierter Phasenwinkeldifferenz für drei verschiedene quaternäre CPM-Verfahren und Störung durch Weißes Rauschen mit der einseitigen Rauschleistungsdichte  $N_0$  bei verschiedenen Störabständen  $E_b/N_0$  ( $E_b$  ist die äquivalente Energie des Empfangssignals je Binärsymbol  $|3|$ ). Für weiche Frequenzimpulse entstehen deutliche Nebenmaxima für  $\Delta T \approx 1/3$  und  $\Delta T \approx 2/3$ . Daß die Kreuzkorrelation mit wachsendem Geräusch zunimmt, liegt daran, daß durch die Wahl der detektierten Symbolfolge  $\hat{\beta}(k)$  bei starkem Rauschen die Ähnlichkeit zu einem gültigen CPM-Signal vergrößert werden kann. Bezeichnet nämlich  $\bar{r}(t)$  den Nutzanteil im Empfangssignal sowie  $n(t)$  das Rauschen, so gilt für die Kreuzkorrelation gemäß (26):

$$\begin{aligned} \lambda(i, \Delta T) &= 2 \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{iT} (\bar{r}(t') + n(t')) \rho^*(\langle \hat{\beta}(k) \rangle, t' - \Delta T, \Delta\varphi) dt' \right] \\ &= 2 \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{iT} \bar{r}(t') \rho^*(\langle \hat{\beta}(k) \rangle, t' - \Delta T, \Delta\varphi) dt' \right] \\ &\quad + 2 \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^{iT} n(t') \rho^*(\langle \hat{\beta}(k) \rangle, t' - \Delta T, \Delta\varphi) dt' \right] \quad (73) \end{aligned}$$

Der erste Term von (73) stellt die Kreuzkorrelation ohne Rauschen dar, während der zweite Term einem schmalbandig gefilterten Rauschen entspricht, der deshalb mit zunehmender Dauer der Mittelwertbildung eigentlich verschwinden müßte. Da jedoch die detektierte Folge  $\langle \hat{\beta}(k) \rangle$  so gewählt wird, daß das rekonstruierte Signal  $\rho(t)$  dem gestörten Empfangssignal möglichst ähnlich ist, ist dieses stark korreliert mit der Störung. Deshalb wächst der zweite Term in (73) für wachsende Störleistung an und trägt zunehmend zur Kreuzkorrelation bei.

Für die in den Abschnitten 4. bis 6. vorgestellten Schätzmethoden ist es nicht möglich, zu unterscheiden, ob die Synchronisation zum gewünschten Haupt- oder zu einem unerwünschten Nebenmaximum der Korrelationsgröße geführt hat. Um ein Hängenbleiben der Synchronisation bei einer falschen Symboltaktphase zu vermeiden, wird vorgeschlagen, zusätzlich den Wert der Kreuzkorrelation  $\lambda(i, \Delta\varphi, \Delta T)$  selbst bei sehr hoher Glättung zu beobachten. Diese Größe wird ohnehin bei der Ableitung der Schätzgrößen erzeugt. Das Vorliegen einer Synchronisation bezüglich einem Nebenmaximum kann durch das Unterschreiten der Kreuzkorrelation  $\lambda$  einer vorgegebenen Schwelle  $S$  detektiert werden. Wird eine solche Unterschreitung erkannt, so kann durch eine Verschiebung des Symboltaktes um einen festen Betrag  $\Delta T_N$  erreicht werden, daß in wenigen Stufen der Symboltakt in die Nähe der richtigen Lage verschoben wird, von der aus ein richtiges Einschwingen erfolgt. Bei den Beispielen gemäß der Bilder 17 und 18 ist durch  $\Delta T_N = 1/3$  in höchstens zwei Stufen die richtige Lage erreichbar.

Es ist günstig, nach einer solchen Verschiebung des Symboltaktes die Messung der Kreuzkorrelation so lange auszusetzen, bis die Synchronisation wieder einen stabilen Punkt erreicht hat. Die Pause der Dauer  $k_N \cdot T$  sollte ein Mehrfaches der Zeitkonstanten der Phasenregelschleifen umfassen. Das Glättungsfilter zur Messung der Korrelationsgröße ist mit dem Sollwert für richtige Synchronisation voreinzustellen, um eine sofortige erneute Verschiebung des Symboltaktes zu vermeiden. Erst wenn trotzdem der Wert der Kreuzkorrelation nach Ablauf

der Sperrzeit wieder unter die Schwelle absinkt, ist die Verschiebung um  $\Delta T_N$  erneut durchzuführen. Das Bild 19 zeigt ein Blockschaltbild einer solchen Einrichtung zur Detektion und Verhinderung einer Synchronisation in einer pseudostabilen Lage.

Wird z. B. die Trägerphasenwinkelschätzung gemäß Abschnitt 5.1 verwendet, kann anstelle der Korrelation  $\bar{r}_i \cdot p_i T$  auch die Größe  $A_i$  gemäß (47) zur Bildung der Kreuzkorrelation verwendet werden. Wird die Schwelle unterschritten, so wird die Taktverschiebung durchgeführt, das Glättungsfilter auf den Zustand zurückgesetzt, als hätte für lange Zeit der Wert für die richtige Taktphasenlage angelegen, und der Zähler für die Unterbrechung gestartet. Das Glättungsfilter wird erst wieder freigegeben, wenn die Wartezeit von  $k_N$  Symbolen abgelaufen ist. Daneben ist auch eine sofortige Freigabe des Glättungsfilters nach dem Rücksetzen denkbar, wenn anstelle dessen der Vergleich mit der Schwelle für  $k_N$  Symbolintervalle unterbunden wird. Das Rücksetzen kann sehr einfach bei einer rekursiven Realisierung des Glättungsfilters erfolgen, da auch bei sehr hohen Zeitkonstanten nur wenige Speicher zurückgesetzt werden müssen.

Die Schwelle  $S$  ist so einzustellen, daß sie bei einer richtigen Synchronisation nicht, bei einer Synchronisation bezüglich eines Nebenmaximums jedoch mit hoher Wahrscheinlichkeit unterschritten wird. Gemäß Bildern 16 bis 18 sind die Schwellen abhängig vom Störabstand zwischen 0,8 und 0,92 zu wählen. Bei einer niedrigen Schwelle erfolgt die Unterschreitung erst lange nachdem das Nebenmaximum erreicht wurde, während bei einer hohen Schwelle die Wahrscheinlichkeit für die Unterschreitung bei richtiger Synchronisation ansteigt. Für Signalstörabstände  $\geq 1$  dB ist jedoch eine scharfe Trennung dieser Zustände möglich, wie umfangreiche Versuche ergeben haben. Daneben ist anzumerken, daß anstelle der Kreuzkorrelation  $\lambda$  auch die mittlere Energie je Symbol der Differenz zwischen dem Empfangssignal und dem rekonstruierten Signal für die Unterscheidung von echter oder pseudostabiler Synchronisation verwendet werden kann.

## 10. Simulationsergebnisse

Das Bild 20 zeigt den Verlauf der Streuung des Phasenwinkelfehlers und des Symboltaktfehlers bei einer Synchronisation der Phase gemäß Abschnitt 5.1 (PLL 2. Ordnung mit  $I$ -Glieder,  $f_g = 0,01/T$ ) und des Symboltakts gemäß Abschnitt 5.3 (PLL 2. Ordnung ohne  $I$ -Glieder,  $f_g = 0,001/T$ ) abhängig vom Signalstörabstand. Es zeigt sich, daß eine genügend stabile Synchronisation erreichbar ist, um einen Detektionsprozeß mit geringen Verlusten gegenüber einer idealen Synchronisation zu ermöglichen. Dies wird auch in den Bildern 21 und 22 deutlich, in denen die Bitfehlerraten bei idealer und realer Synchronisation verglichen werden. Das Bild 23 zeigt das Einrasten von Takt- und Trägerphasensynchronisation aus der Worst-Case-Anfangsposition für ein CPM-Verfahren ohne ausgeprägte Nebenmaxima der Kreuzkorrelation (vgl. Bild 16). Aufgrund der niedrigen Grenzfrequenz der Symboltaktsynchronisation erfolgt diese relativ langsam, während nach einem Einschwingen der Taktsynchronisation die Trägerphase sofort die stabile Sollage erreicht.

Im Bild 24 ist der gleiche Vorgang gezeigt, falls Nebenmaxima der Kreuzkorrelation existieren (vgl. Bild 17). Zunächst bleibt die Taktsynchronisation in einer Lage hängen, für die ein Nebenmaximum existiert, bis die Schwelle von  $S = 0,89$  der Nebenmaximaerkennungseinrichtung unterschritten wird. Dann erfolgt eine Verschiebung des Symboltaktes um  $\Delta T_N = -0,5 T$ . Während der Sperrzeit von  $k_N = 3000$  Symbolintervallen wird von dieser Position aus die stabile Sollage rasch erreicht, so daß keine weiteren Unterschreitungen der Schwelle mehr auftreten. Die Synchronisation in die stabile richtige Lage wird damit trotz der Existenz von Nebenmaxima gewährleistet.

## Literaturverzeichnis

- [1] J. Huber, Empfangsverfahren und kohärente Empfänger für CPM mit reduzierter Dimensionenzahl, Patentanmeldung P 38 08 976.9, Deutsches Patentamt, München, 17. 03. 1988.
- [2] J. Huber, W. Liu, An Alternative Approach to Reduced-Complexity CPM-Receiver, to be published in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, August 1989.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill Book Company, New York, 1983.
- [4] J. B. Anderson, T. Aulin, C. E. Sundberg, Digital Phase Modulation, Plenum Press, New York, 1986.
- [5] W. C. Lindsey, Synchronization Systems, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1972.
- [6] G. Ascheid, Y. Chen, H. Meyr, Synchronisation, Demodulation und Decodierung bei bandbreiteneffizienter Übertragung, NTZ-Archiv 4 (12), S. 355–363, 1982.
- [7] L. E. Franks, Carrier and Bit Synchronization in Data Communication – A Tutorial Review. IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp. 1107–1121, Aug. 1980.
- [8] P. Y. Kam, Maximum Likelihood Carrier Phase Recovery for Linear Suppressed-Carrier Digital Data Modulations, IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, pp. 522–527, June 1986.
- [9] M. Öster, H. Meyr, Digital Filter and Square Timing Recovery, IEEE Trans. Commun., vol. COM-36, pp. 605–611, May 1988.
- [10] G. D. Forney, The Viterbi Algorithm, Proceedings of the IEEE, vol. 61, pp. 268–278 (1973).
- [11] G. Ungerböck, Channell Coding with Multilevel/Phase Signals, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, pp. 55–67, 1982.
- [12] J. Huber, W. Liu, Complexity Reduction for Coherent CPM-Receiver, to be published in ITG-Fachberichte zur ITG-Fachtagung "Stochastische Modelle in der Informationstechnik", Nürnberg, 12.–14. 4. 1989.

## Kurzbeschreibung

Symboltakt- und Trägerphasensynchronisationsverfahren für kohärente Digitalsignalempfänger mit



Die Erfindung beschreibt eine neue Form der entscheidungsrückgekoppelten Synchronisation für Digitalsignalempfänger nach dem Prinzip der mehrdimensionalen Signalrepräsentation gemäß | 1 |. Solche Empfänger sind vorzugsweise einzusetzen bei Digitalsignalen mit Anwendung des Modulationsverfahrens Continuous-Phase-Modulation | 4 |, um die im Empfänger notwendigen parallelen Korrelatoren (bzw. signalangepaßten Filter) auf eine kleine Anzahl zu begrenzen. Im allgemeinen reichen vier bzw. sechs Korrelatoren aus. Die Basisfunktionen, mit denen das Empfangssignal korreliert wird, sind cosinusförmige Schwingungen bei unterschiedlichen Frequenzen, wobei bei einer Frequenz jeweils eine Sinus- und eine Cosinusschwingung verwendet werden (Inphase- und Quadraturkomponente). Da das Prinzip dieses Empfängers erst vor kurzem veröffentlicht wurde (| 1 |, | 12 |, | 2 |) wurde für diesen Empfängertyp bisher auch kein Synchronisationsverfahren angegeben.

Für traditionelle Empfänger für phasenmodulierte Digitalsignale sind Synchronisationsverfahren übersichtlich in | 4 |, Kapitel 9, dargestellt. Dabei werden zum einen Methoden zur Trägerphasensynchronisation vorgeschlagen, die auf einer Potenzierung des Signals beruhen, um diskrete Spektrallinien im Signal zu erzeugen, deren Ausfilterung das Takt- und Trägersignal ergeben. Durch die Potenzierung wird jedoch der Störabstand drastisch vermindert, so daß für die Ausfilterung ein äußerst schmalbandiges Filter notwendig wäre. Damit wird jedoch die Reaktionsmöglichkeit der Synchronisationseinrichtungen auf Schwankungen der Trägerphase, wie sie z. B. beim Mobilfunk oder Fading-Kanälen auftreten, stark eingeschränkt. Als weitere Möglichkeit wird eine vielfache Empfängerrealisierung bezüglich vieler möglicher Phasenlagen von Symboltakt- und Trägerschwingung genannt, wobei in jedem Zeitintervall das Signal mit der höchsten Wahrscheinlichkeit detektiert wird. Diese im Prinzip optimale Methode erfordert jedoch einen unerträglich hohen Realisierungsaufwand.

Mit Hilfe des Prinzips der mehrdimensionalen Signalrepräsentation über auf die Symboldauer begrenzte cosinus- bzw. sinusförmigen Basissignalen kann jedoch die entscheidungsrückgekoppelte Synchronisation in sehr einfacher Weise verwirklicht werden, wobei zur Trägerphasensynchronisation neben der ohnehin immer erforderlichen Symboltaktsynchronisation ein kaum nennenswerter Mehraufwand erforderlich ist. Auch zeigt sich, daß die Synchronisation gemäß der Erfindung bei sehr niedrigen Störabständen noch voll funktionsfähig ist. Das Prinzip der Erfindung zur Symboltakt- und Trägerphasenschätzung beruht darauf, daß für die einzelnen Basisfunktionspaare (Inphase- und Quadraturkomponenten) jeweils getrennte Phasenwinkeldifferenzen zwischen Empfangssignal und vermutetem Empfangsnutzsignal festgestellt werden. Der Mittelwert dieser verschiedenen Phasendifferenzen entspricht dann der Trägerphasenabweichung. Hingegen kann eine Symboltaktverschiebung ebenso einfach als der mit den Kehrwerten der Abweichungen der Frequenz der Basisfunktionspaare von der Trägerfrequenz gewichtete Mittelwert dieser einzelnen Winkeldifferenzen bestimmt werden, da eine Laufzeit eine zur Frequenz proportionale Phasendifferenz verursacht.

Eine Glättung der Phasen- bzw. Laufzeitdifferenzmessung über mehrere Symbole kann entweder durch eine jeweils eindimensionale Filterung vorgenommen werden oder durch eine zweidimensionale (planare) Filterung jener komplexen Zahlen, deren Winkel diese Winkeldifferenzen bzw. Laufzeitdifferenzen repräsentieren, wobei die zweite Methode insbesondere bei niedrigen Störabständen günstiger ist, jedoch einen höheren Realisierungsaufwand erfordert.

Bei der Symboltaktsynchronisation kann, falls die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen dem gestörten Empfangssignal und einem ähnlichen Nutzsignal lokale Maxima über den Taktverschiebungen aufweist, eine pseudostabile Fehlsynchronisation bzgl. eines solchen Nebenmaximums eintreten. Die Erfindung beinhaltet eine Einrichtung zur Erkennung einer solchen Fehlsynchronisation anhand der gemessenen Kreuzkorrelation. Falls dieser Wert eine Schwelle unterschreitet, wird der Symboltakt um eine solche Zeitspanne verschoben und damit eine Ausgangsposition erreicht, von der aus die Symboltaktsynchronisation die richtige stabile Lage sicher erreicht. Um zu vermeiden, daß während dieses Einlaufvorgangs weitere Taktverschiebungen erzeugt werden, sind Wiederholungen dieser Maßnahme für eine gewisse Anzahl von Symbolintervallen auszuschließen.

Die ausführliche Herleitung und Beschreibung der Verfahren mit dem Titel "Strukturen zur Synchronisation von kohärenten Digitalsignalempfängern mit mehrdimensionalem Signalraum" ist Teil dieser Anmeldung. Die Literaturzitate sind dort angegeben.

#### Patentansprüche

1. Synchronisationseinrichtung für trägermodulierte Digitalsignalübertragungssysteme zur Bestimmung einer Phasendifferenz zwischen der Referenzträgerschwingung im Empfänger und der einem Empfangssignal zugrunde liegenden Trägerschwingung, sowie der Zeitverschiebung zwischen dem im Empfänger verwendeten Taktsignal und dem, dem Empfangssignal zugrunde liegenden Symboltakt, für kohärente Empfänger, bei denen das Prinzip der mehrdimensionalen Signalrepräsentation über Paaren von zeitbegrenzten cosinus- und sinusförmigen Basisfunktionen gemäß | 1 |, | 2 | angewendet wird.

Die Einrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß diese Phasen- bzw. Laufzeitdifferenz durch gewichtete Mittelwertbildung aus den Abtastwerten der Korrelatoren (bzw. signalangepaßten Filtern) für das Empfangssignal bezüglich der einzelnen Paare von Basissignalen (Sinus- und Cosinus- bzw. Inphase- und Quadraturkomponenten) sowie anhand der im Detektor des Digitalsignalempfängers geschätzten Symbolfolge gewonnen werden (entscheidungsrückgekoppelte Synchronisation).

2. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasendifferenz zwischen der Trägerschwingung und der im Empfänger verwendeten Referenzschwingung geschätzt wird als der Winkel (arcus) des (eventuell gewichteten) komplexen Mittelwerts von Produkten, deren Faktoren die Repräsentanten des Empfangssignals und des im Detektor des Digitalsignalempfängers (eventuell vorzeitig) geschätzten Nutzsignals innerhalb eines Symbolintervalls bezüglich eines Paares von Basisfunktionen gleicher

Frequenz darstellen.

3. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasendifferenz zwischen der Trägerschwingung und der im Empfänger verwendeten Referenzschwingung geschätzt wird als der (eventuell gewichtete) Mittelwert von den Winkeln der einzelnen komplexen Produkte, deren Faktoren die Repräsentanten des Empfangssignals und des im Detektor des Digitalsignalempfängers (eventuell vorzeitig) geschätzten Nutzsymbols innerhalb eines Symbolintervalls bezüglich eines Paares von Basisfunktionen gleicher Frequenz darstellen.

4. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Zeitverschiebung zwischen dem im Empfänger verwendeten Taktsignal und dem Takt, der dem Empfangssignal zugrunde liegt, anhand des Winkels einer komplexen Größe geschätzt wird, die als (eventuell gewichteter) Mittelwert von Produkten gebildet wird, deren Faktoren die Repräsentanten des Empfangssignals sowie des im Detektor des Digitalsignalempfängers (eventuell vorzeitig) geschätzten Nutzsymbols innerhalb eines Symbolintervalls bezüglich eines Paares von Basisfunktionen gleicher Frequenz darstellen, bei der Mittelung jedoch die konjugiert komplexen Produkte bezüglich solcher Basisfunktionspaare mit einer Frequenz unterhalb (bzw. oberhalb) der Trägerfrequenz verwendet werden, und das Produkt bezüglich des Basisfunktionspaars bei der Trägerfrequenz (falls vorhanden) nicht herangezogen wird.

5. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Zeitverschiebung zwischen dem im Empfänger verwendeten Taktsignal und dem Takt, der dem Empfangssignal zugrunde liegt, als gewichteter Mittelwert der Winkel der einzelnen komplexen Produkte bestimmt wird, deren Faktoren die Repräsentanten des Empfangssignals und des im Detektor des Empfängers geschätzten Nutzsymbols innerhalb eines Symbolintervalls bezüglich eines Paares von Basisfunktionen darstellen, wobei als Gewichtungsfaktoren die Frequenzdifferenzen der Basisfunktionspaare von der Trägerfrequenz herangezogen werden und der Winkel des Produkts bezüglich des Basisfunktionspaars bei der Trägerfrequenz (falls vorhanden) nicht verwendet wird.

6. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, 2, 3, 4, 5, dadurch gekennzeichnet, daß zur Verringerung der Schwankungen der Schätzwerte für die Trägerphasendifferenz bzw. die Zeitverschiebung des Symboltakts die Schätzwerte, die in den einzelnen Symbolintervallen ermittelt werden, einer gewichteten Mittelwertbildung (Filterung) unterzogen werden.

7. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, 2, 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Verringerung der Schwankungen der Schätzgrößen für die Trägerphasendifferenz bzw. die Taktzeitverschiebung diejenigen komplexen Größen, deren Winkel diese Meßgrößen repräsentieren, über mehrere Symbolintervalle gewichtet gemittelt werden, also eine zweidimensionale (d. h. eine getrennt nach Real- und Imaginärteil durchgeführte sog. planare) Filterung dieser komplexen Größe vorgenommen wird und erst die Filterausgangsgröße zur Winkelbestimmung herangezogen wird.

8. Einrichtungen gemäß Anspruch 1, 6 und 7, dadurch gekennzeichnet, daß im Spezialfall der Anwendung bei trelliscodierten modulierten Digitalsignalen für die Schätzung des Symboltaktfehlers und der Trägerphasenwinkeldifferenz nicht nur einzelne vorzeitig und vorläufig entschiedene Symbole, sondern in jedem Symbolintervall die im Code zugelassene momentan wahrscheinlichste Symbolfolge zur Entscheidungsrückkopplung herangezogen wird, um die Varianz der Schwankung zu vermindern und die Erwartungstreue der Schätzung aufrechtzuerhalten.

9. Einrichtungen, die bei Anwendungen von Verfahren gemäß Anspruch 1 bis 8 ein Gradientenverfahren zur Beseitigung der Trägerfrequenzphasenfehler bzw. Symboltaktverschiebung verwenden, und der Spezialfall vorliegt, daß die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen dem Empfangssignal und einem vermuteten Nutzsymbols für verschiedene Symboltaktverschiebungen Nebenmaxima aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß der Wert dieser Kreuzkorrelationsfunktion oder die mittlere Energie je Symbolintervall der Differenz zwischen Empfangssignal und vermutetem Empfangsnutzsymbols dazu verwendet wird, um eine pseudostabile Synchronisation in einem Nebenmaximum von der richtigen Lage zu unterscheiden.

10. Einrichtungen gemäß Anspruch 1 und 9, dadurch gekennzeichnet, daß nach einem Erkennen einer pseudostabilen Synchronisationslage durch die Addition eines Offsets zum Symboltakt eine neue Ausgangsposition erreicht wird, von der aus die Synchronisation in die stabile Taktphasenlage erfolgt, und daß nach einer solchen Offsetaddition zur Vermeidung weiterer Sprünge eine Sperrung dieser Maßnahme so lange vorgenommen wird, bis das Einschwingen in die stabile Lage mit hoher Wahrscheinlichkeit erfolgt ist.

Hierzu 23 Seite(n) Zeichnungen

— Leerseite —

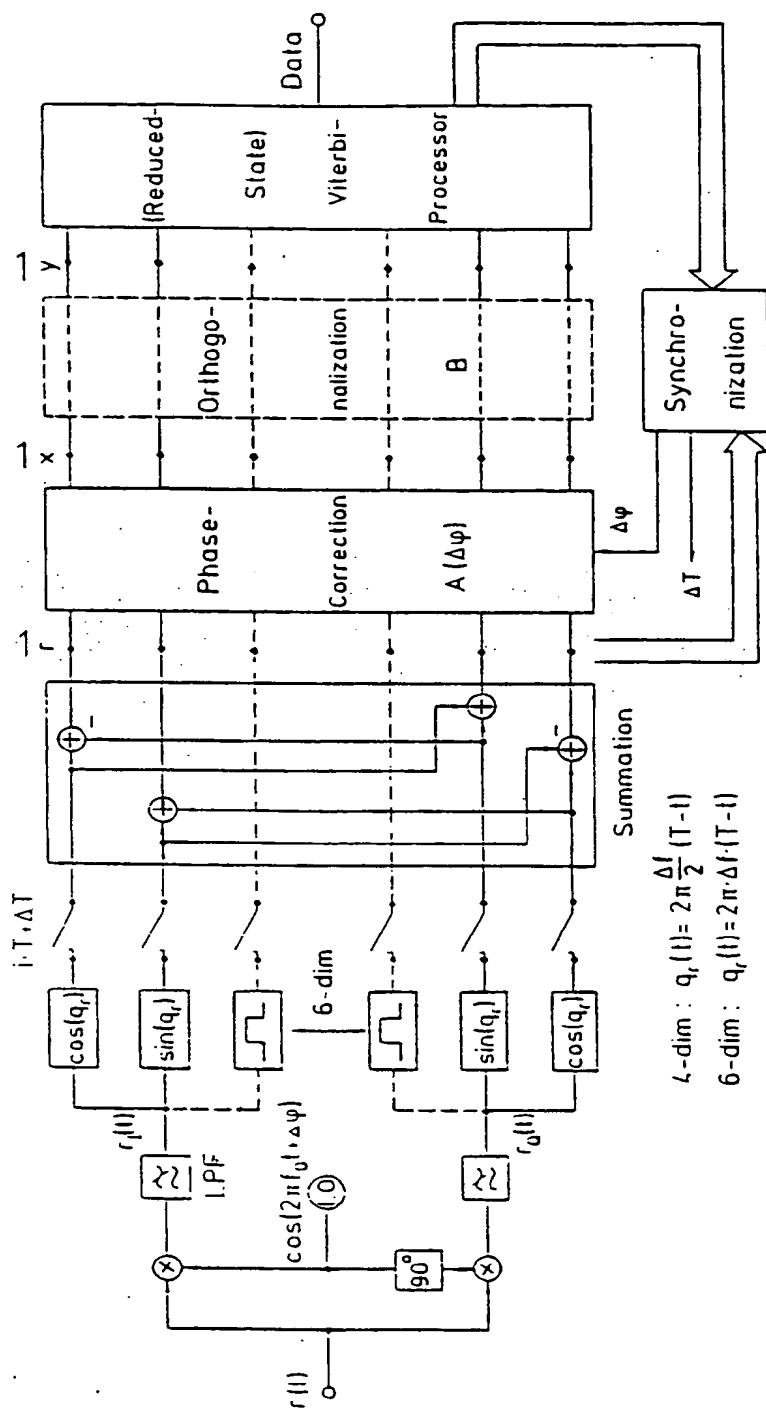


Bild 1: Kohärenter Empfänger für trelliscodierte Digitalsignale mit Quadraturdemodulation und einer Signalrepräsentation durch 4 bzw. 6 Dimensionen je Symbol.

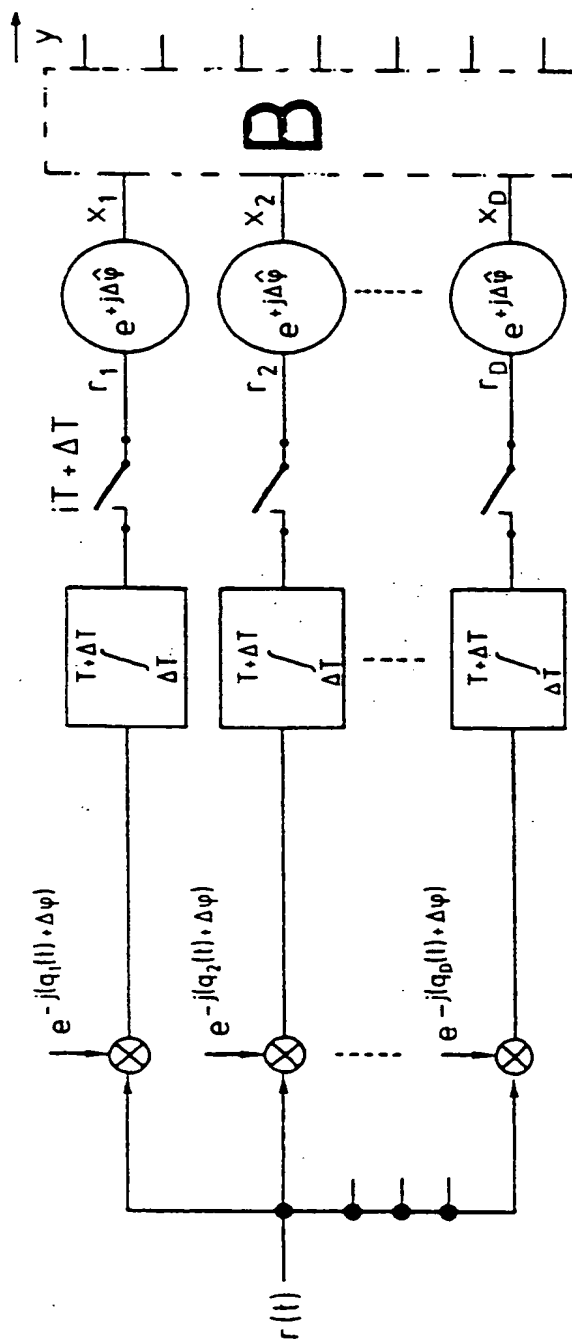


Bild 2: Blockschaltbild des kohärenten Empfängers für äquivalente komplexe Basisbandsignale.

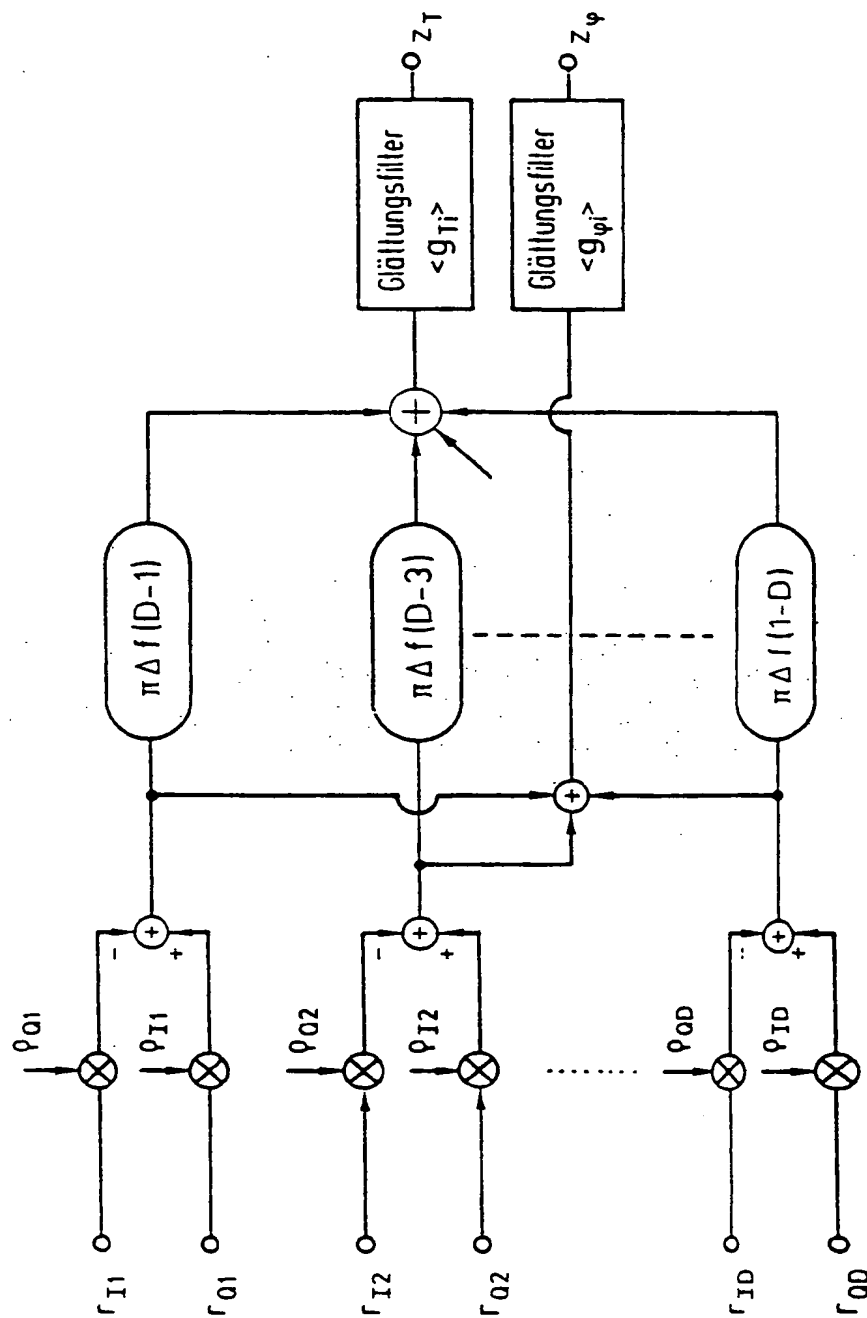


Bild 3: Struktur zur Erzeugung der Regeldifferenzen  $z_\varphi$  zur Trägerphasensynchronisation und  $z_T$  zur Symboltaktsynchronisation nach der Ableitungsmethode.

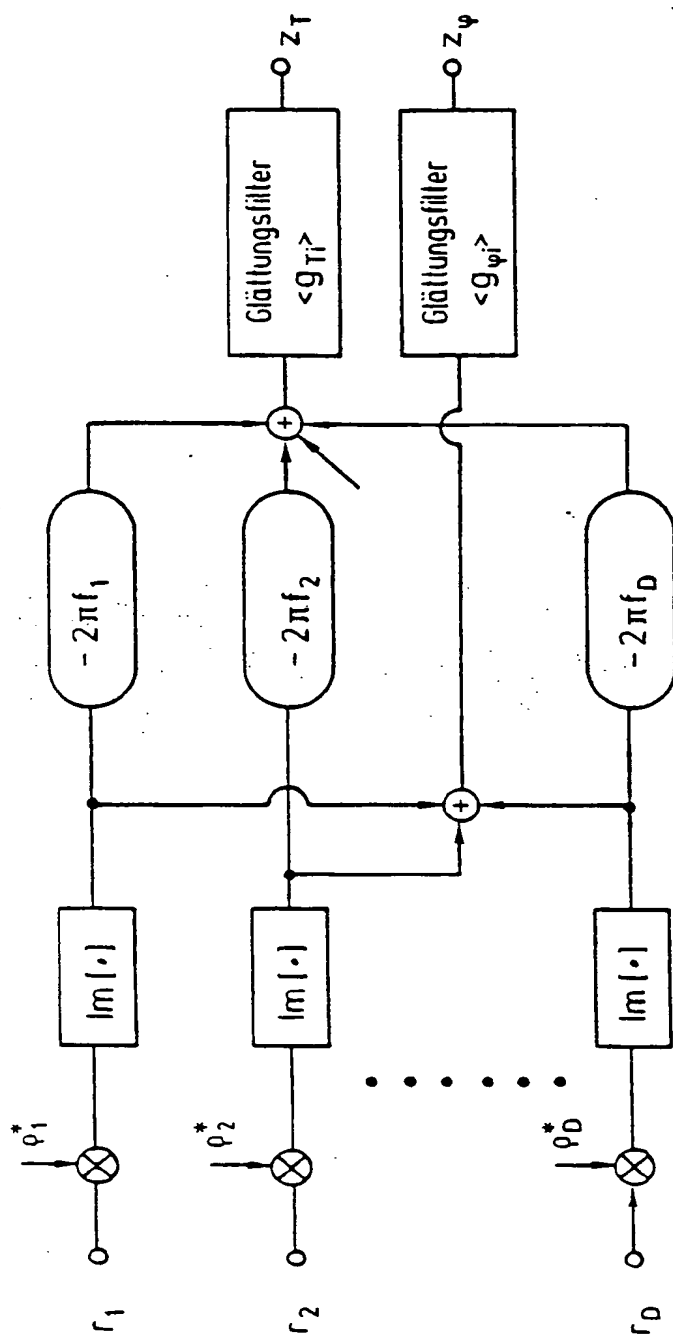


Bild 4: Äquivalente Struktur zu Bild 3 für die komplexen Basisbandsignale.

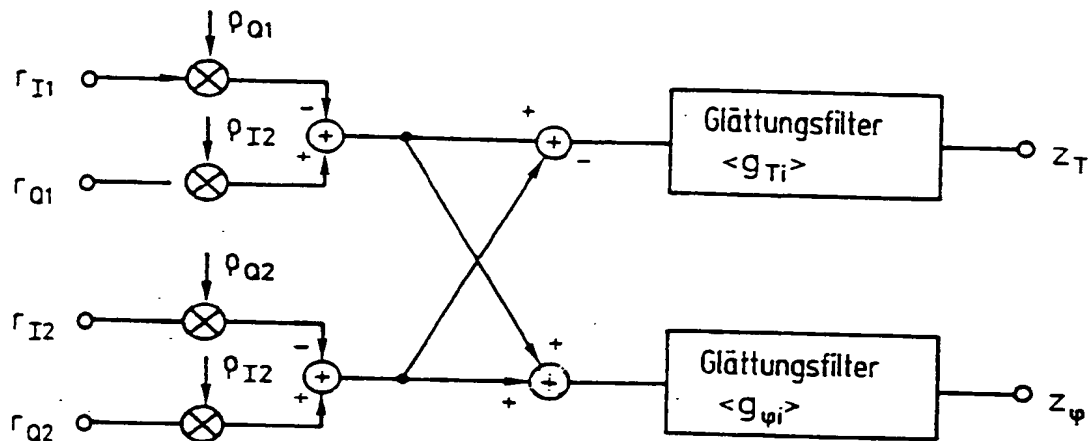


Bild 5: Struktur zur Erzeugung der Regeldifferenzen  $z_\varphi$  und  $z_T$  nach der Ableitungsmethode für Empfänger mit 4 Dimensionen je Symbol ( $D = 2$ ).



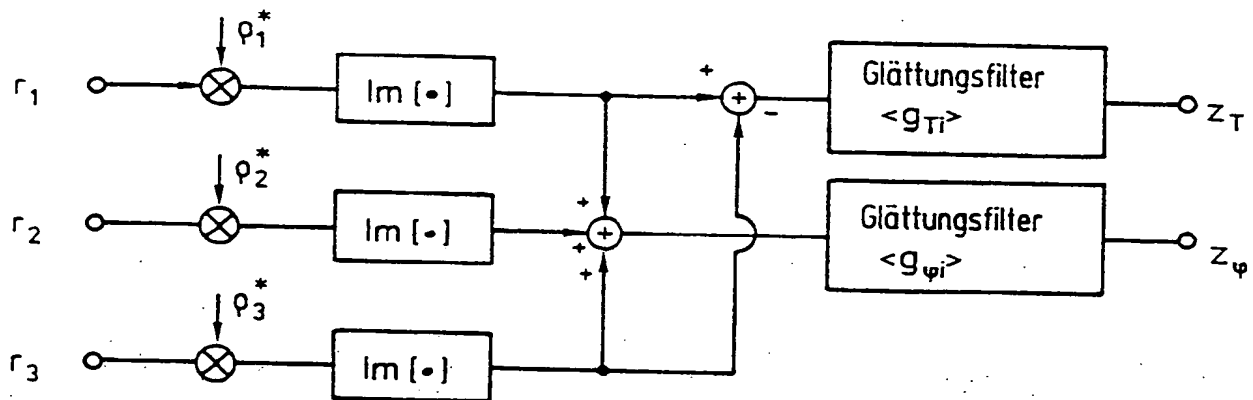


Bild 6: Struktur zur Erzeugung der Regeldifferenzen  $z_\varphi$  und  $z_T$  nach der Ableitungsmethode für Empfänger mit 6 Dimensionen je Symbol ( $D = 3$ ).

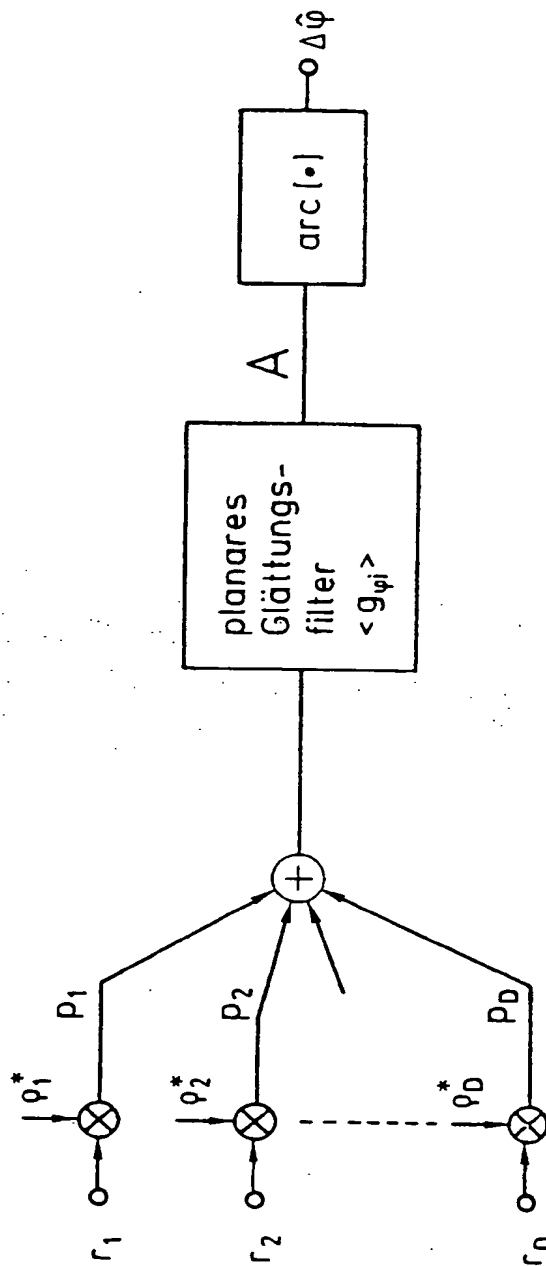


Bild 7: Struktur zur Schätzung  $\Delta\varphi$  des Trägerphasenwinkelfehlers nach der Variationsmethode mit zweidimensionaler (planarer) Filterung.

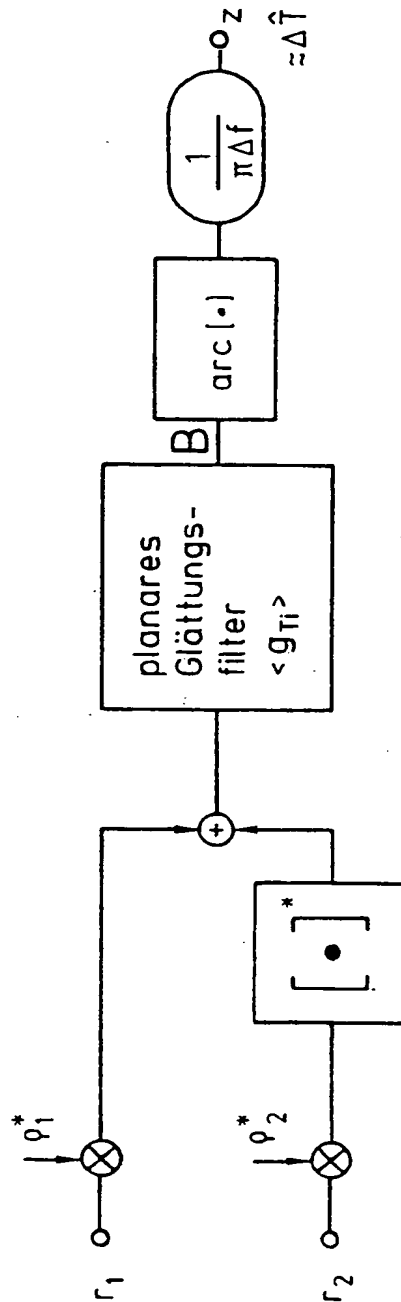


Bild 8: Struktur zur näherungsweise Schätzung des Symboltaktfehlers  $\hat{\Delta T}$  bzw. zur Erzeugung einer Regeldifferenz  $z_T$  nach der Variationsmethode mit planarer Filtering für 4-dimensionale Empfänger ( $D = 2$ ).

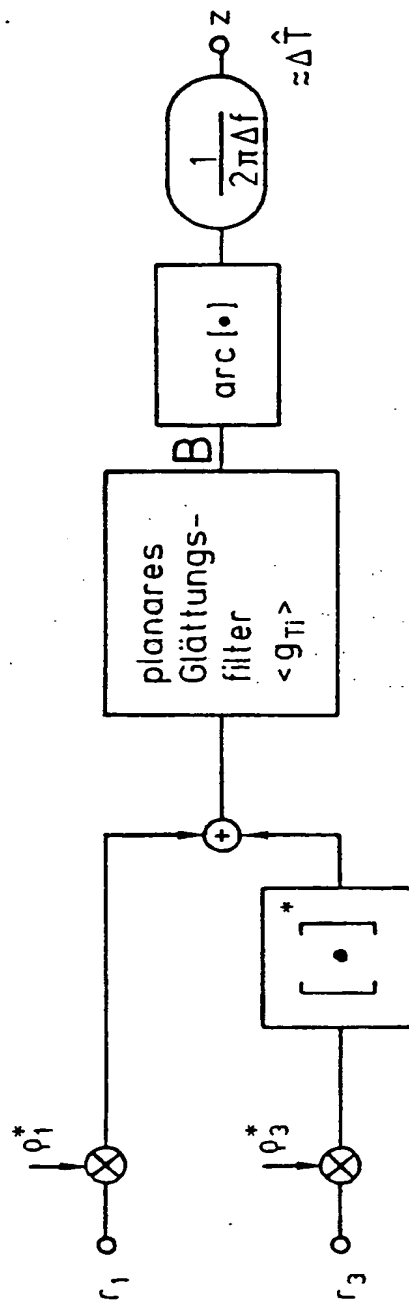


Bild 9: Struktur zur näherungsweise Schätzung des Symboltaktfehlers  $\Delta\hat{T}$  bzw. zur Erzeugung einer Regeldifferenz  $z_T$  nach der Variationsmethode mit planarer Filterung für 6-dimensionale Empfänger ( $D = 3$ ).

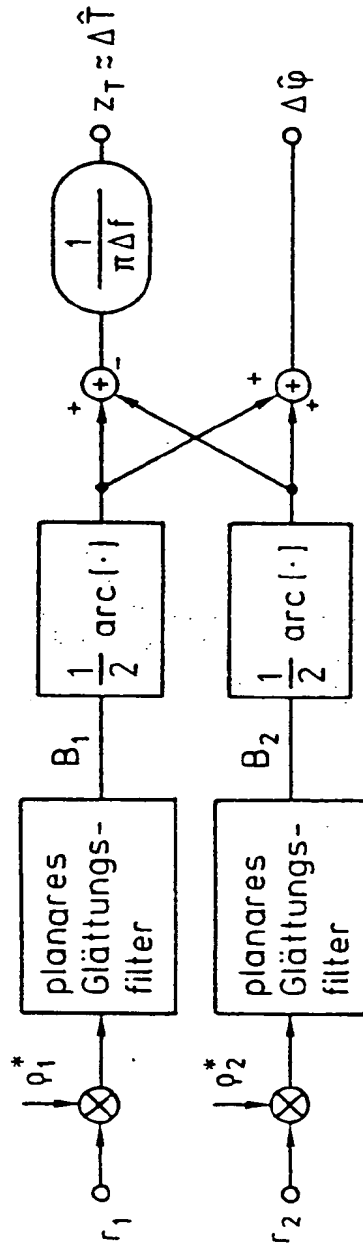


Bild 10: Struktur zur gemeinsamen Schätzung von  $\Delta\varphi$  und  $\Delta\hat{T}$  bzw.  $z_T$  nach der Variationsmethode mit planarer Filterung für 4-dimensionale Empfänger ( $D = 2$ ).

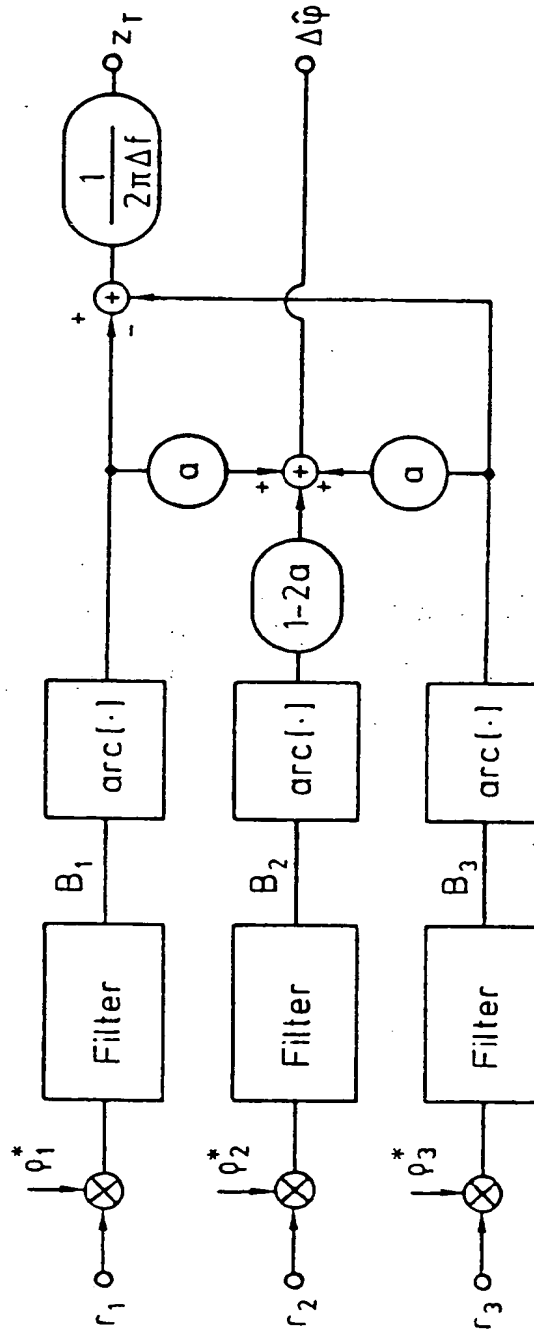


Bild 11: Struktur zur gemeinsamen Schätzung von  $\Delta\varphi$  und  $\Delta T$  bzw.  $z_T$  mit gewichteter Mittelwertbildung für 6-dimensionale Empfänger.

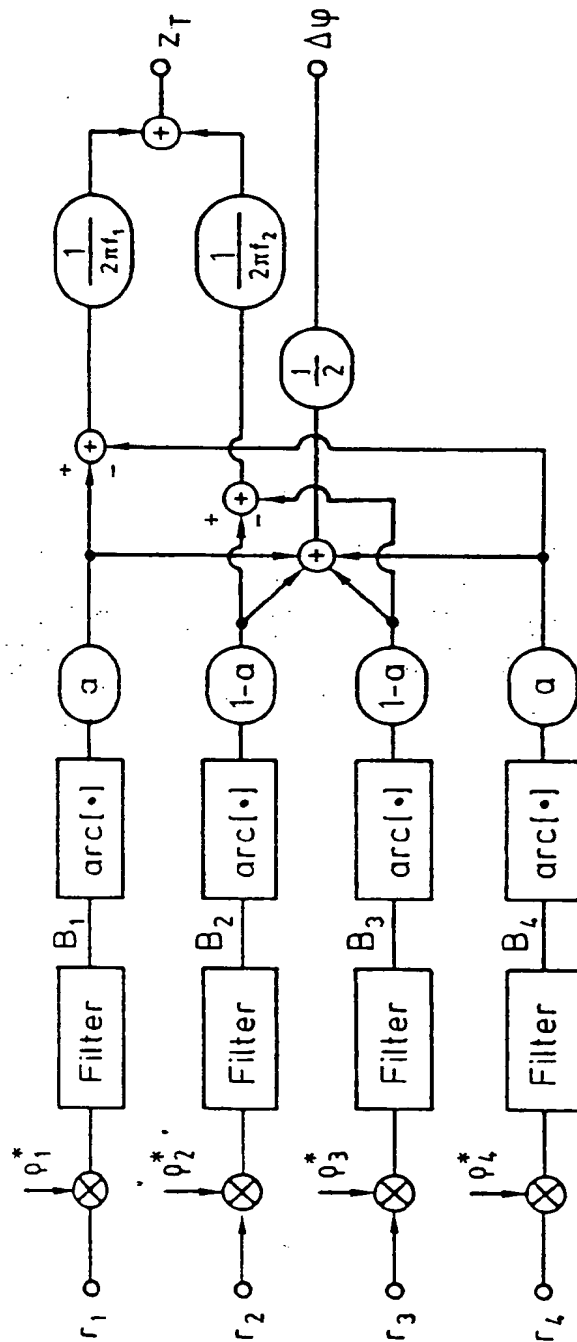


Bild 12: Struktur zur gemeinsamen Schätzung von  $\Delta\varphi$  und  $\Delta T$  bzw.  $z_T$  mit gewichteter Mittelwertbildung für 8-dimensionale Empfänger.

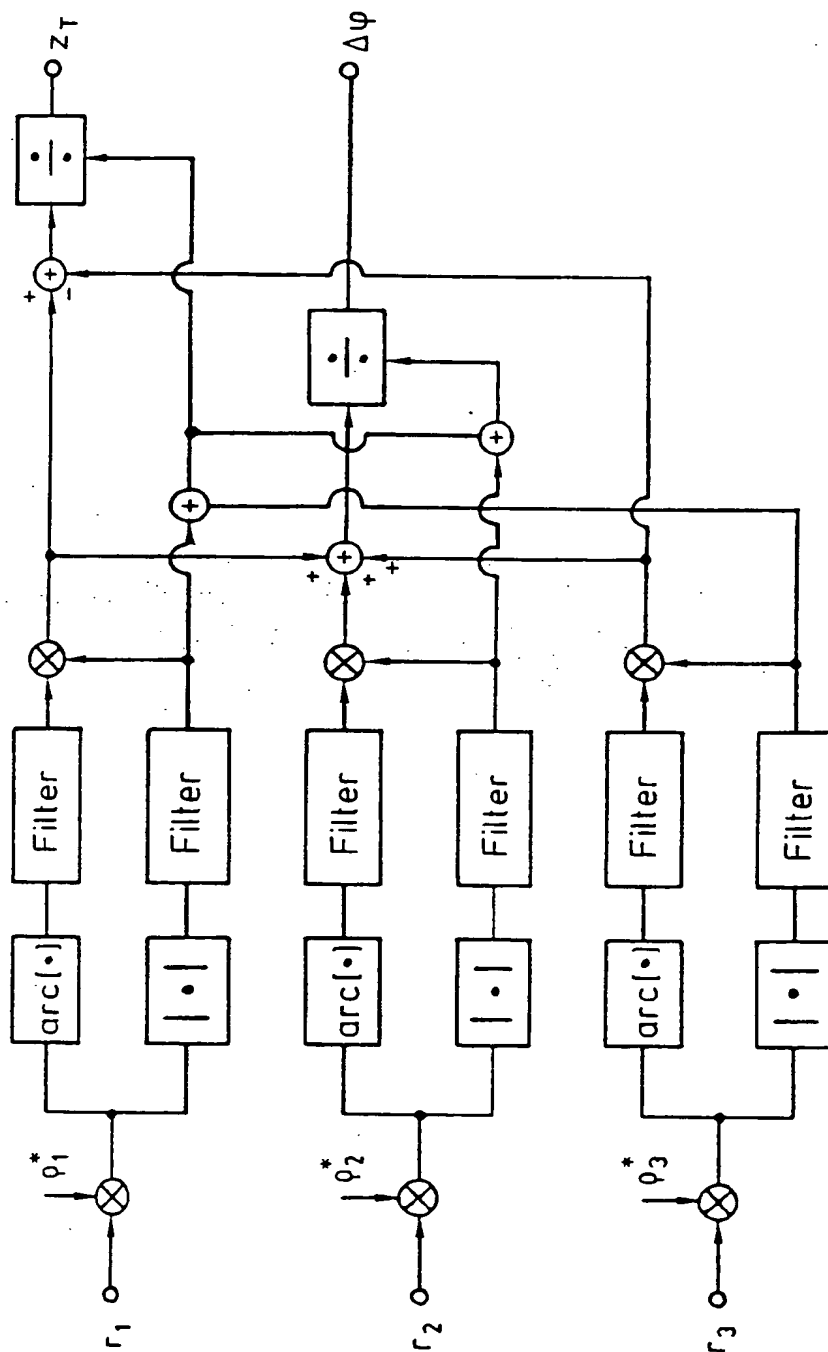


Bild 13: Struktur zur Schätzung von  $\Delta\varphi$  und  $\Delta T$  bzw.  $z_T$  mit planarer Filterung in Polarkoordinaten (dynamische Ermittlung der mittleren Signalenergien für die einzelnen Dimensionen,  $D = 3$ ).



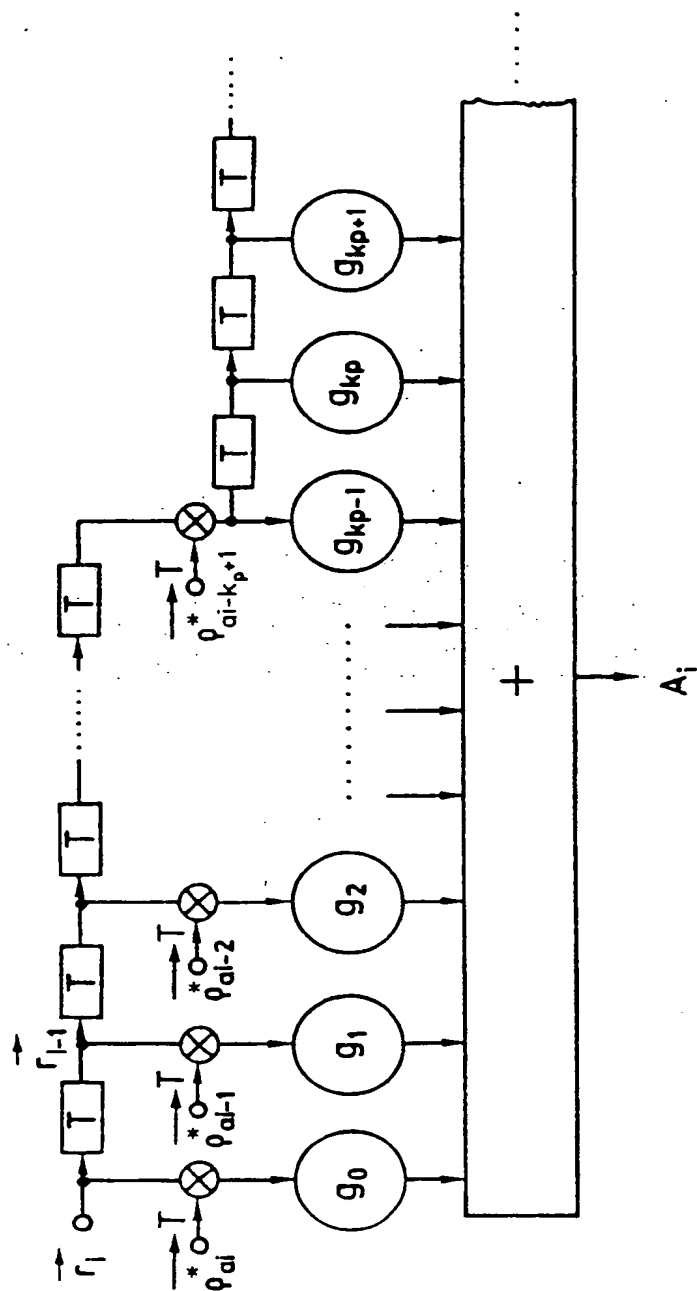


Bild 14: Glättungsfilter mit paralleler Eingabe der aktuell wahrscheinlichsten Nutzsignalsequenz.

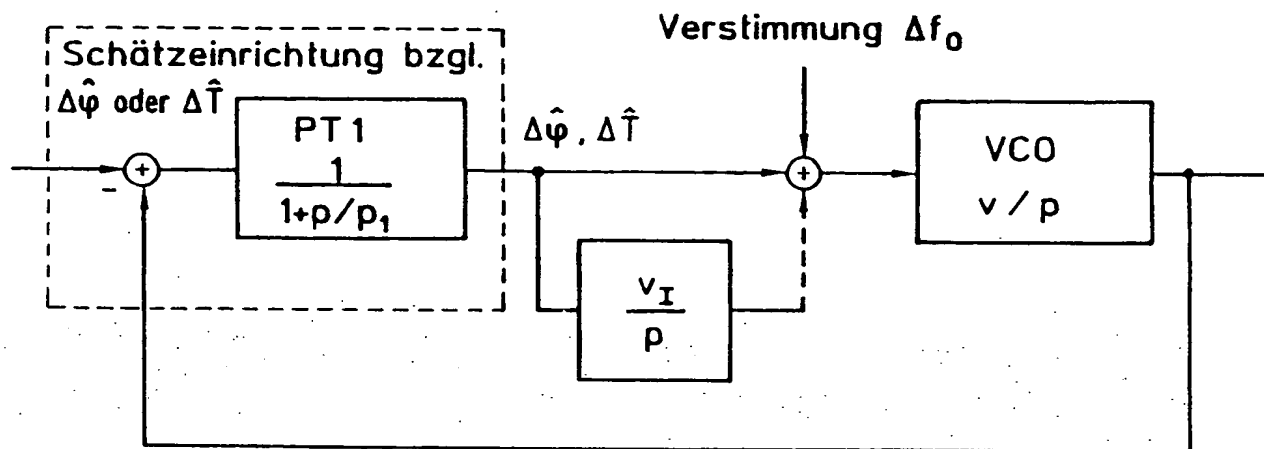


Bild 15: Phasenregelkreis 2-ter Ordnung

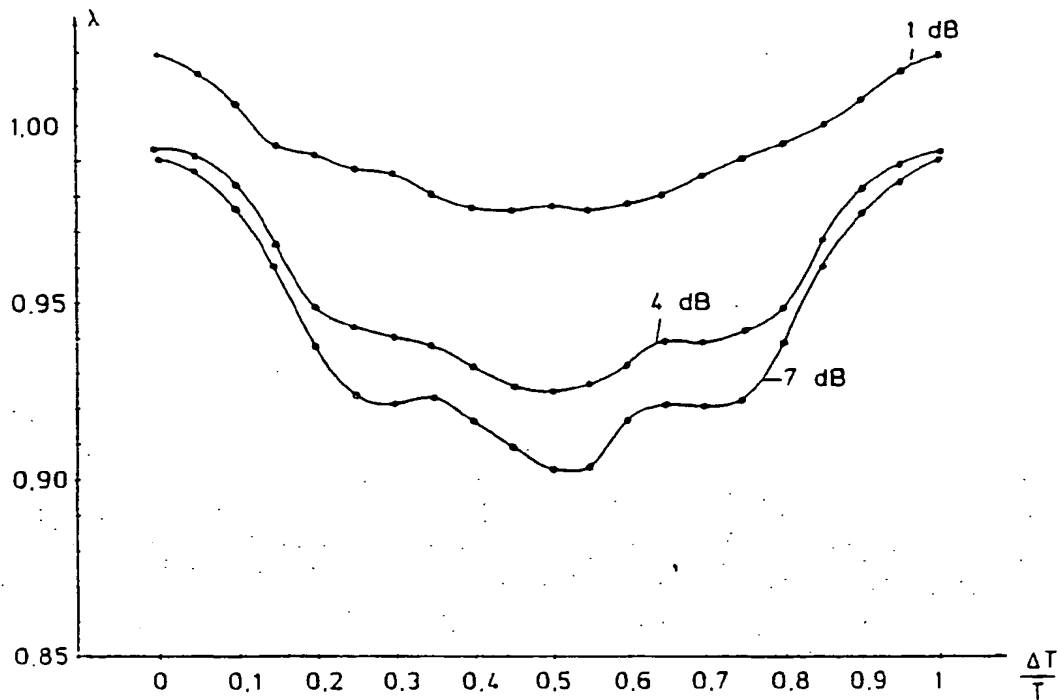


Bild 16:

Kreuzkorrelation zwischen Empfangssignal und ähnlichstem Nutzsignal abhängig von der Symboltaktverschiebung  $\Delta T$  (jeweils maximiert über der Phasenwinkeldifferenz  $\Delta\varphi$ ) CPM: 1 REC,  $M = 4$ ,  $h = 1/4$  (vgl. [2], [4])

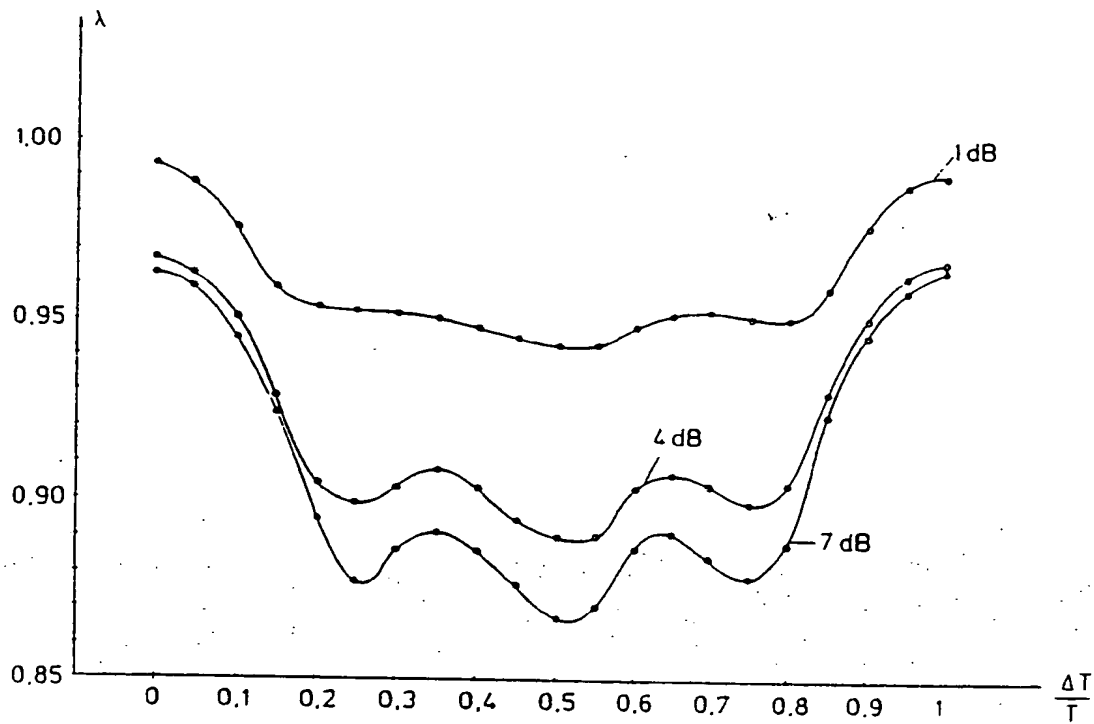


Bild 17: Kreuzkorrelation zwischen Empfangssignal und ähnlichstem Nutzsignal  
CPM: 2RC,  $M = 4$ ,  $h = 1/3$

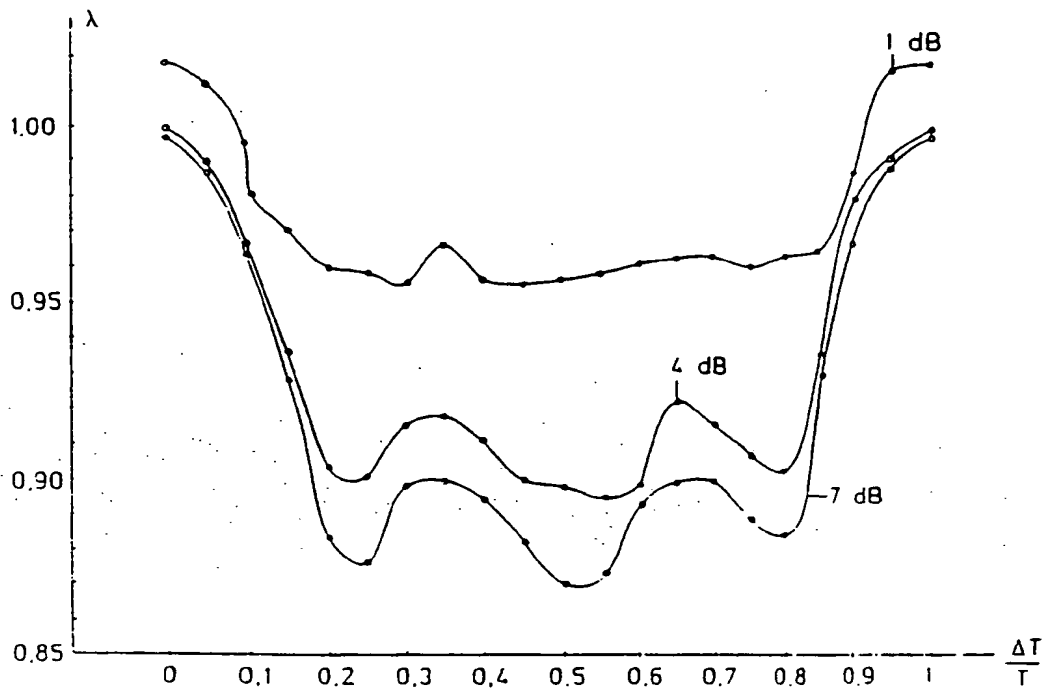


Bild 18: Kreuzkorrelation zwischen Empfangssignal und ähnlichstem Nutzsignal  
CPM: 3RC,  $M = 4$ ,  $h = 1/2$

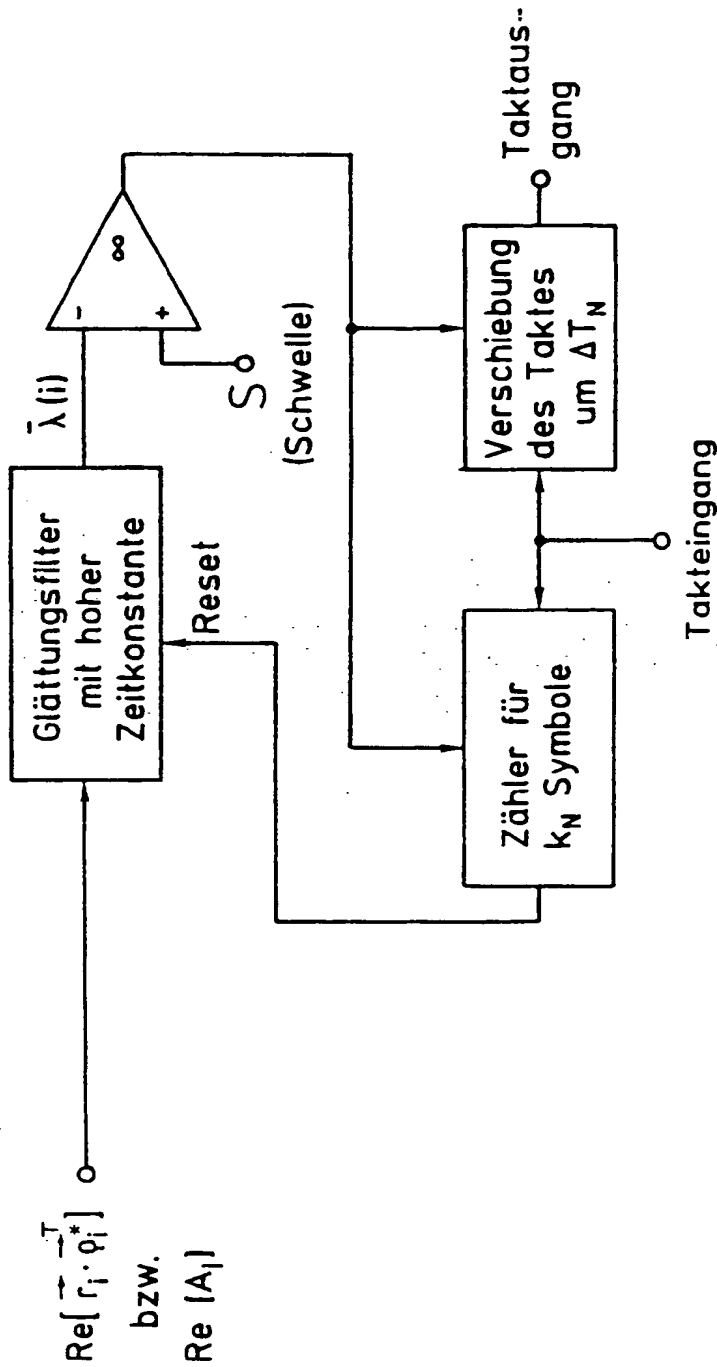


Bild 19: Einrichtung zur Erkennung und Vermeidung einer pseudo-stabilen Synchronisation in einem falschen Nebenmaximum.

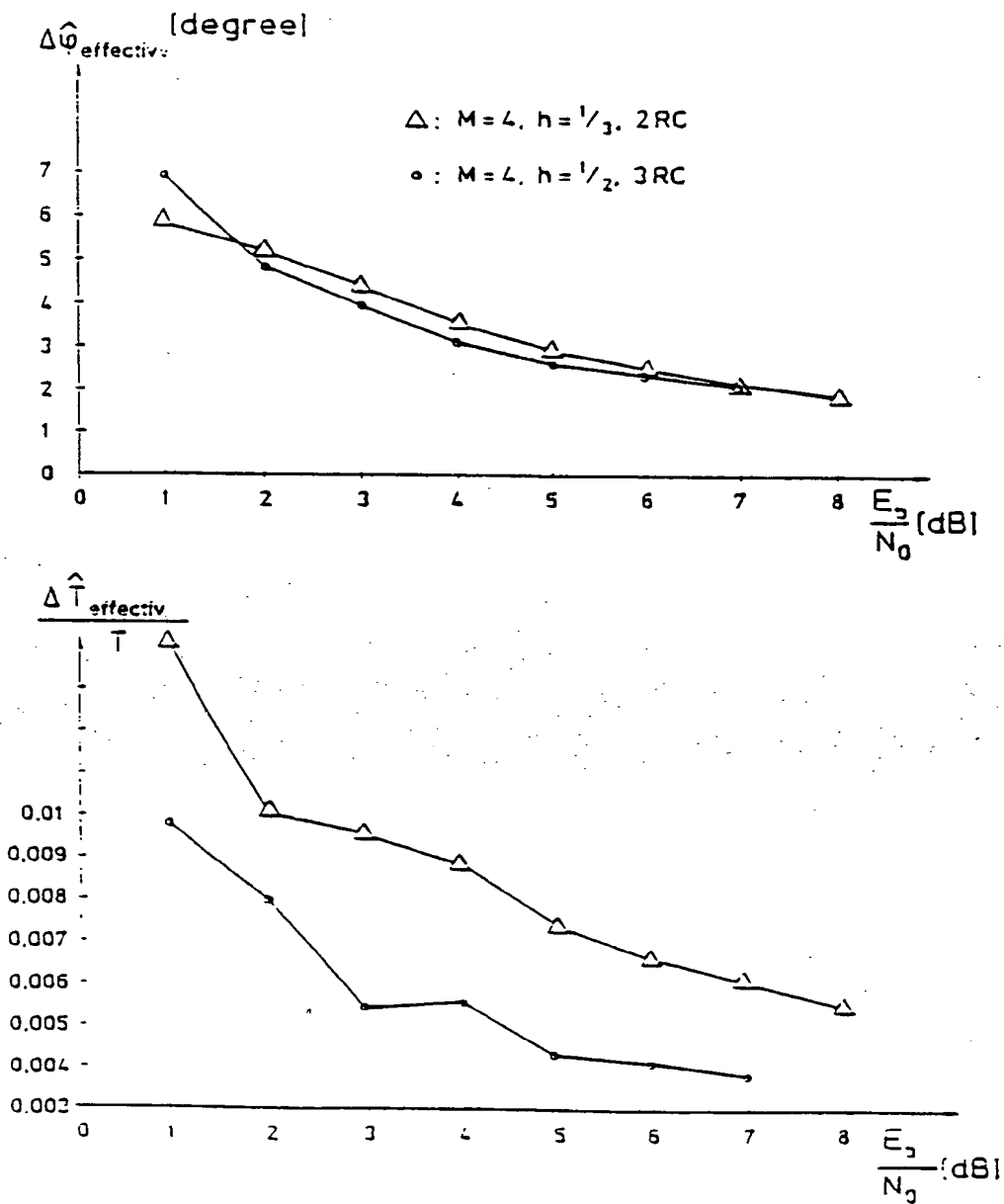


Bild 20: Streuung von Trägerphase und Symboltakt abhängig vom Signalstörabstand (PLL 2. Ordnung; Trägerphasensynchronisation mit I-Glied  $f_g = 0,01/T$ ; Symboltaktsynchronisation ohne I-Glied  $f_g = 0,001/\hat{T}$ )

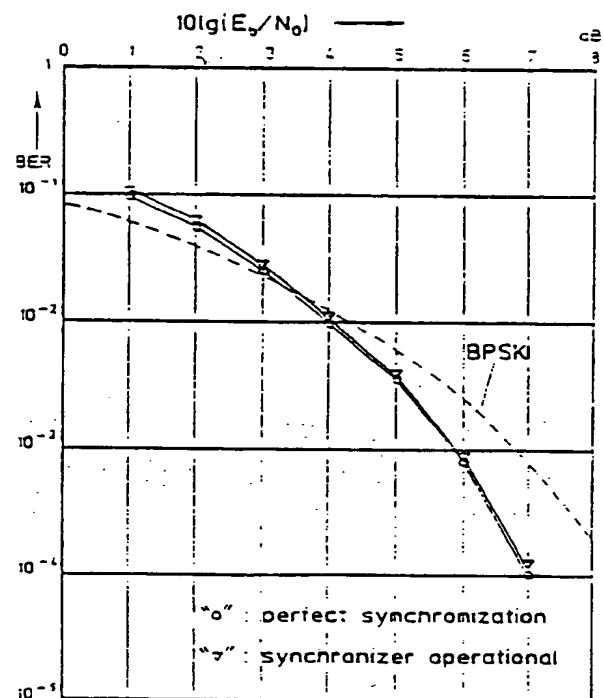
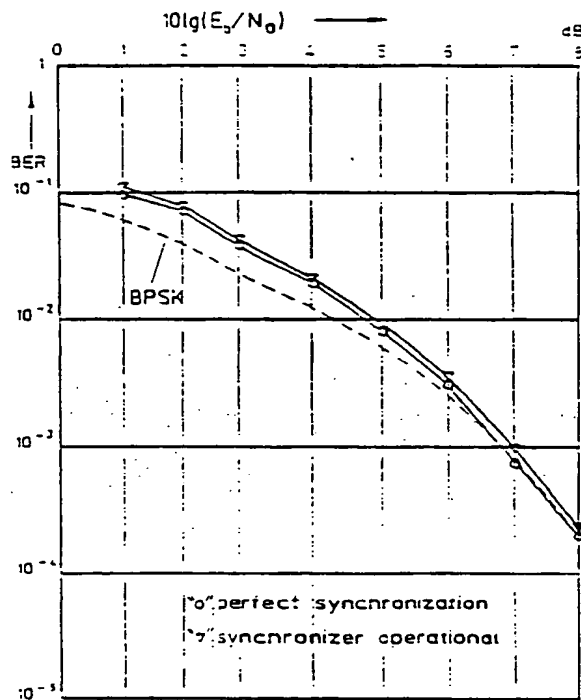


Bild 21, 22:

Bitfehlerrate abhängig vom Störabstand mit idealer und realer Synchronisation

CPM:  $M = 4$ ,  $2RC$ ,  $h = 1/3$

CPM:  $M = 4$ ,  $3RC$ ,  $h = 1/2$



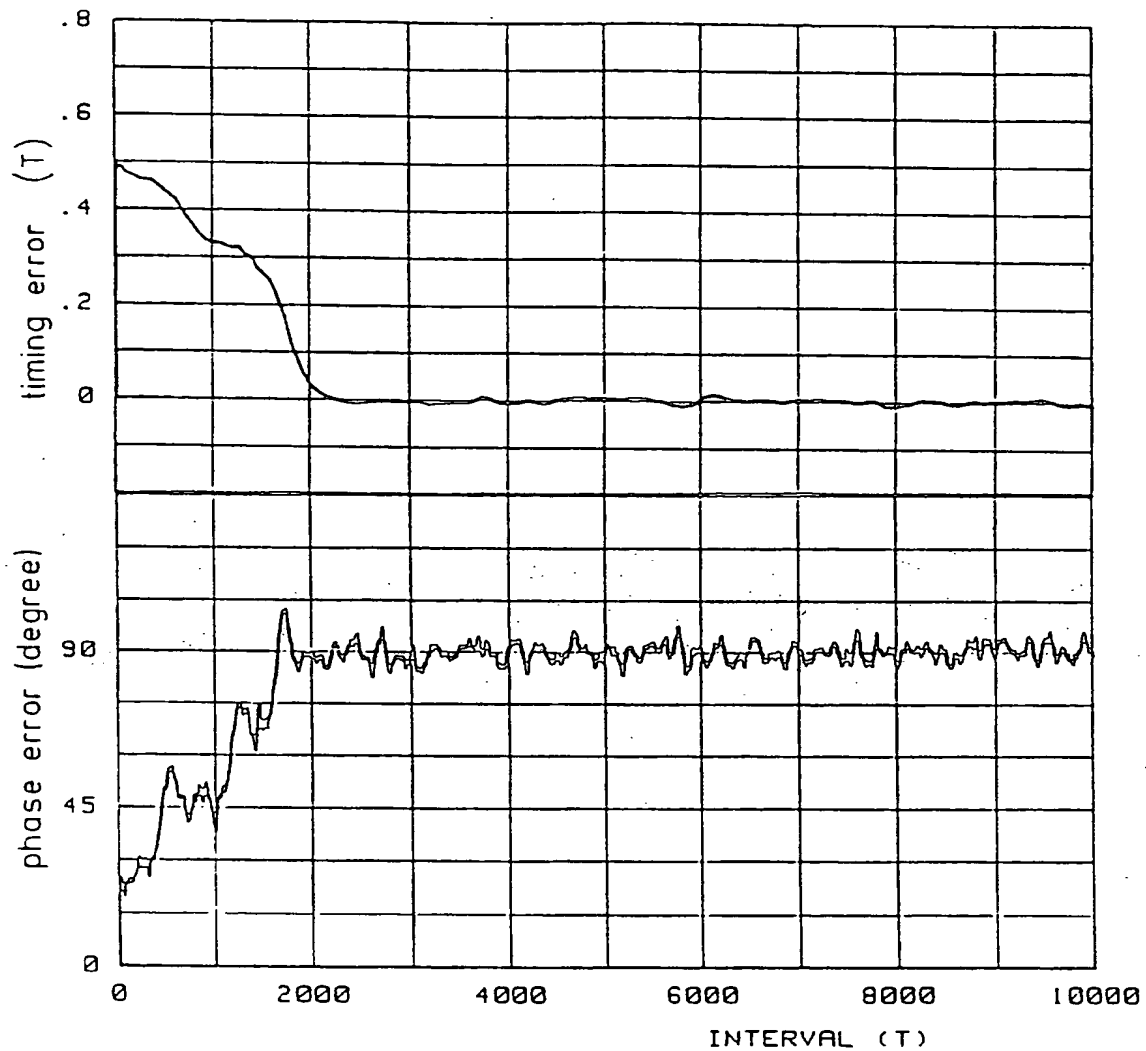


Bild 23: Einschwingen von Takt- und Trägerphase aus der worst-case Anfangsposition CPM:  $M = 4$ , 1REC,  $h = 1/4$ ;  $E_b/N_0 = 6$  dB.

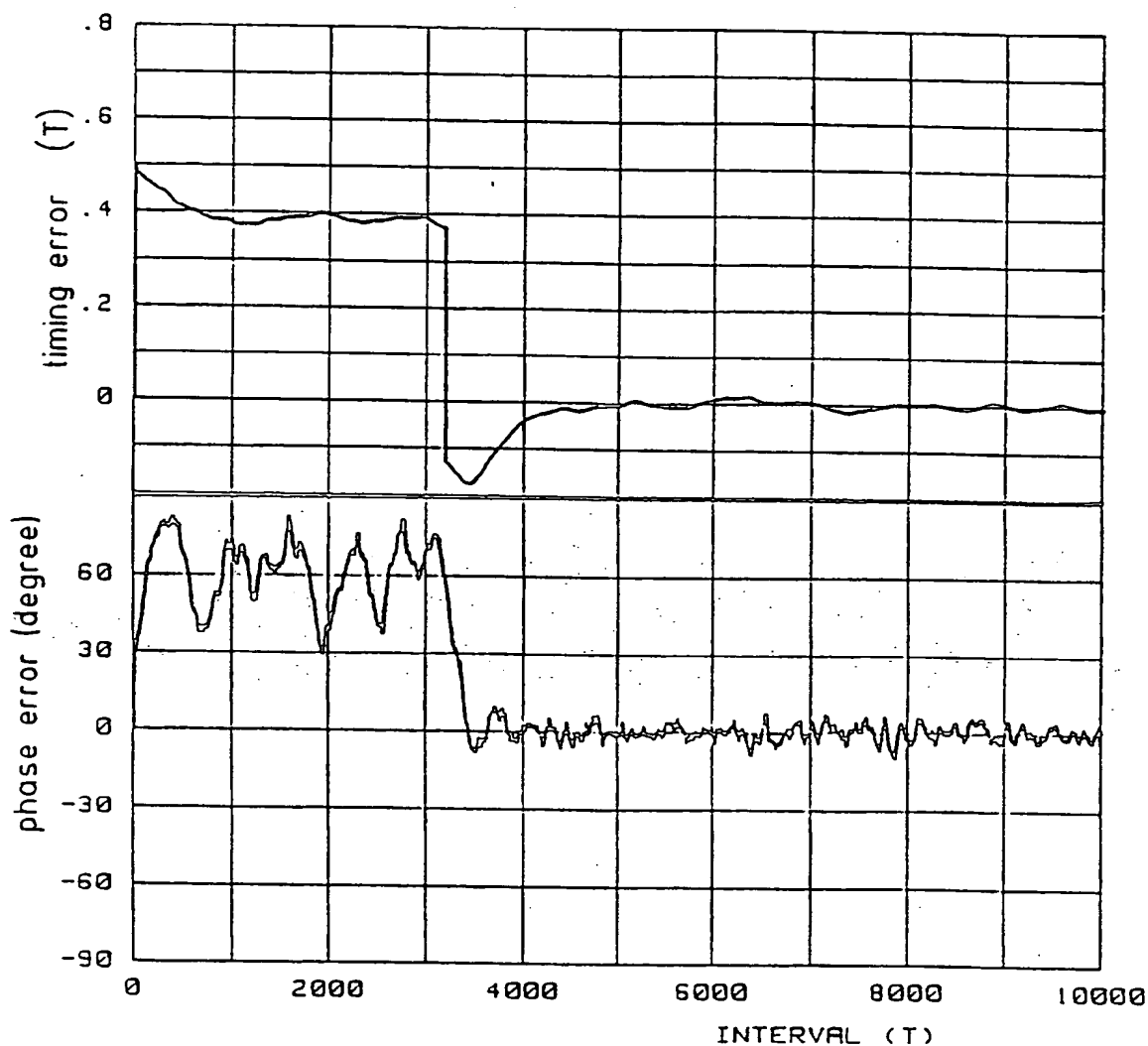


Bild 24:

Einschwingen von Takt- und Trägerphase aus der worst-case Anfangsposition, Verharren im Nebenmaximum und Symboltaktverschiebung nach Erkennung der pseudo-stabilen Lage CPM:  $M = 4$ ,  $2RC$ ,  $h = 1/3$  (vgl. Bild 17),  $E_b/N_0 = 5$  dB.